

p-ISSN 1607-3274  
e-ISSN 2313-688X



Радіоелектроніка  
Інформатика  
Управління

Radio Electronics  
Computer Science  
Control

Радиоэлектроника  
Информатика  
Управление

2020/1



9 771607 327005



Національний університет «Запорізька політехніка»

## **Радіоелектроніка, інформатика, управління**

Науковий журнал

Виходить чотири рази на рік

№ 1(52) 2020

Заснований у січні 1999 року.

Засновник і видавець – Національний університет «Запорізька політехніка».

ISSN 1607-3274 (друкований), ISSN 2313-688X (електронний).

Запоріжжя

НУ «Запорізька політехніка»

2020

National University «Zaporizhzhia Polytechnic»

## **Radio Electronics, Computer Science, Control**

The scientific journal

Published four times per year

№ 1(52) 2020

Founded in January 1999.

Founder and publisher – National University «Zaporizhzhia Polytechnic».

ISSN 1607-3274 (print), ISSN 2313-688X (on-line).

Zaporizhzhia

NU «Zaporizhzhia Polytechnic»

2020

Национальный университет «Запорожская политехника»

## **Радиоэлектроника, информатика, управление**

Научный журнал

Выходит четыре раза в год

№ 1(52) 2020

Основан в январе 1999 года.

Основатель и издатель – Национальный университет «Запорожская политехника».

ISSN 1607-3274 (печатный), ISSN 2313-688X (электронный).

Запорожье

НУ «Запорожская политехника»

2020

**Науковий журнал «Радіоелектроніка, інформатика, управління»** (скорочена назва – РІУ) видається Національним університетом «Запорізька політехніка» (НУ «Запорізька політехніка») з 1999 р. періодичністю чотири номери на рік.

Зареєстровано у Міністерстві юстиції України 19.11.2019 р. (Свідчення про державну реєстрацію друкованого засобу масової інформації серія КВ № 24220-14060 ПР.)

ISSN 1607-3274 (друкований), ISSN 2313-688X (електронний).

Наказом Міністерства освіти і науки України № 409 від 17.03.2020 р. «Про затвердження рішень Атестаційної колегії Міністерства щодо діяльності спеціалізованих вчених рад від 06 березня 2020 року» журнал включений до переліку наукових фахових видань України в категорії «А» (найвищий рівень), в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора наук і доктора філософії (кандидата наук).

В журналі безкоштовно публікуються наукові статті англійською, російською та українською мовами.

**Правила оформлення статей** подано на сайті: <http://ric.zntu.edu.ua/information/authors>.

Журнал забезпечує **безкоштовний відкритий он-лайн доступ** до повнотекстових публікацій.

Журнал дозволяє авторам мати авторські права і зберігати права на видання без обмежень. Журнал дозволяє користувачам читати, завантажувати, копіювати, поширювати, друкувати, шукати або посилатися на повні тексти своїх статей. Журнал дозволяє повторне використання його вмісту у відповідності з СС ліцензією СС-BY.

Опублікованими статтям присвоюється унікальний ідентифікатор цифрового об'єкта DOI.

**Журнал входить до наукометричної бази Web of Science.**

Журнал реферується та індексується у провідних міжнародних та національних реферативних журналах і наукометричних базах даних, а також розміщується у цифрових архівах та бібліотеках з безкоштовним доступом у режимі on-line, повний перелік яких подано на сайті: <http://ric.zntu.edu.ua/about/editorialPolicies#custom-0>.

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

**Тематика журналу:** телекомунікації та радіоелектроніка, програмна інженерія (включаючи теорію алгоритмів і програмування), комп'ютерні науки (математичне і комп'ютерне моделювання, оптимізація і дослідження операцій, управління в технічних системах, міжмашинна і людино-машинна взаємодія, штучний інтелект, включаючи системи, засновані на знаннях, і експертні системи, інтелектуальний аналіз даних, розпізнавання образів, штучні нейронні і нейро-нечіткі мережі, нечітку логіку, колективний інтелект і мультиагентні системи, гібридні системи), комп'ютерна інженерія (апаратне забезпечення обчислювальної техніки, комп'ютерні мережі), інформаційні системи та технології (структури та бази даних, системи, засновані на знаннях та експертні системи, обробка даних і сигналів).

Усі статті, пропонувані до публікації, одержують **об'єктивний розгляд**, що оцінюється за суттю без урахування раси, статі, віросповідання, етнічного походження, громадянства або політичної філософії автора(ів).

Усі статті проходять двоступінчасте закриті (анонімне для автора) **рецензування** штатними редакторами і незалежними рецензентами – провідними вченими за профілем журналу.

## РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

**Головний редактор – Субботін Сергій Олександрович** – доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри програмних засобів, Національний університет «Запорізька політехніка», Україна.

**Заступник головної редактора – Піза Дмитро Макарович** – доктор технічних наук, професор, проректор з науково-педагогічної роботи та питань перспектив розвитку університету, директор інституту інформатики та радіоелектроніки, професор кафедри радіотехніки та телекомунікацій, Національний університет «Запорізька політехніка», Україна.

**Члени редколегії:**

**Андрюшак Іосиф** – доктор філософії, голова департаменту телефонії Центру обслуговування мереж, Університет Яніни, Греція;

**Бодяньський Євгеній Володимирович** – доктор технічних наук, професор, професор кафедри штучного інтелекту, Харківський національний університет радіоелектроніки, Україна;

**Венікенс Юст** – доктор філософії, доцент, доцент факультету інженерних технологій (кампус Де Наїр), Католицький університет Льовена, Бельгія;

**Вольф Карстен** – доктор філософії, професор, професор кафедри технічної інформатики, Дортмундський університет прикладних наук та мистецтв, Німеччина;

**Вуттке Ганс-Дітріх** – доктор філософії, доцент, провідний науковий співробітник інституту технічної інформатики, Технічний університет Льменау, Німеччина;

**Горбань Олександр Миколайович** – доктор фізико-математичних наук, професор, професор факультету математики, Університет Лестера, Велика Британія;

**Городничий Дмитро Олегович** – доктор філософії, кандидат технічних наук, доцент, провідний науковий співробітник Дирекції науки та інженерії, Канадська агенція прикордонної служби, Канада;

**Дробахін Олег Олегович** – доктор фізико-математичних наук, професор, перший проректор, Дніпровський національний університет імені Олеся Гончара, Україна;

**Зайцева Олена Миколаївна** – кандидат фізико-математичних наук, професор, професор кафедри інформатики, Жилінський університет в Жиліні, Словаччина;

**Камеяма Мічітака** – доктор наук, професор, професор факультету науки та інженерії, Університет Ішиномакі Сеншу, Японія;

**Карташов Володимир Михайлович** – доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри медіаінженерії та інформаційних радіоелектронних систем, Харківський національний університет радіоелектроніки, Україна;

**Леващенко Віталій Григорович** – кандидат фізико-математичних наук, професор, завідувач кафедри інформатики, Жилінський університет в Жиліні, Словаччина;

**Луенго Давид** – доктор філософії, професор, завідувач кафедри теорії сигналів та комунікацій, Мадридський політехнічний університет, Іспанія;

**Марковська-Качмар Урсула** – доктор технічних наук, професор, професор кафедри обчислювального інтелекту, Вроцлавська політехніка, Польща;

**Олійник Андрій Олександрович** – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри програмних засобів, Національний університет «Запорізька політехніка», Україна;

**Павліков Володимир Володимирович** – доктор технічних наук, старший науковий співробітник, проректор з наукової роботи, Національний аерокосмічний університет ім. Н.Е. Жуковського «ХАІ», Україна;

**Паншицький Марцін** – доктор наук, професор, професор відділу інтелектуальних систем, Дослідний інститут систем Польської академії наук, м. Варшава, Польща;

**Скруський Степан Юрійович** – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри комп'ютерних систем і мереж, Національний університет «Запорізька політехніка», Україна;

**Табунчик Галина Володимирівна** – кандидат технічних наук, доцент, професор кафедри програмних засобів, Національний університет «Запорізька політехніка», Україна;

**Тригано Томас** – доктор філософії, старший викладач кафедри електричної та електронної інженерії, Інженерний коледж ім. С. Шамон, м. Ашдод, Ізраїль;

**Хенке Карстен** – доктор технічних наук, професор, науковий співробітник факультету інформатики та автоматизації, Технічний університет Льменау, Німеччина;

**Шарпанських Олексій Альбертович** – доктор філософії, доцент, доцент факультету аерокосмічної інженерії, Делфтський технічний університет, Нідерланди.

## РЕДАКЦІЙНО-КОНСУЛЬТАТИВНА РАДА

**Аррас Пітер** – доктор філософії, доцент, доцент факультету інженерних технологій (кампус Де Наїр), Католицький університет Льовена, Бельгія;

**Ліснянський Анатолій** – кандидат фізико-математичних наук, головний науковий експерт, Ізраїльська електрична корпорація, Хайфа, Ізраїль;

**Мадрич Христіан** – доктор філософії, професор факультету інженерії та інформаційних технологій, Університет прикладних наук Каринфії, Австрія;

**Маркосян Мгер Вардесович** – доктор технічних наук, професор, директор Єреванського науково-дослідного інституту засобів зв'язку, професор кафедри телекомунікацій, Російсько-вірменський університет, м. Єреван, Вірменія;

**Рубель Олег Володимирович** – кандидат технічних наук, доцент факультету інженерії, Університет МакМастера, Гамільтон, Канада;

**Тавхелідзе Автанділ** – кандидат фізико-математичних наук, професор, професор школи бізнесу, технології та освіти, Державний університет ім. Іллі Чавчавадзе, Тбілісі, Грузія;

**Урестью Дору** – доктор фізико-математичних наук, професор, професор кафедри електроніки та обчислювальної техніки, Трансильванський університет в Брашові, Румунія;

**Шульц Пітер** – доктор технічних наук, професор, професор інституту цифрової трансформації застосунків та живих доменів (IDiAL), Дортмунд, Німеччина.

Рекомендовано до видання вченою радою НУ «Запорізька політехніка», протокол № 4/20 від 02.03.2020.

Журнал зверстаний редакційно-видавничим відділом НУ «Запорізька політехніка».

**Веб-сайт журналу:** <http://ric.zntu.edu.ua>.

**Адреса редакції:** Редакція журналу «РІУ», Національний університет «Запорізька політехніка», вул. Жуковського, 64, м. Запоріжжя, 69063, Україна.

Тел: (061) 769-82-96 – редакційно-видавничий відділ

E-mail: [rvv@zntu.edu.ua](mailto:rvv@zntu.edu.ua)

Факс: +38-061-764-46-62

© Національний університет «Запорізька політехніка», 2020

The scientific journal «Radio Electronics, Computer Science, Control» is published by the National University «Zaporizhzhia Polytechnic» NU «Zaporizhzhia Polytechnic» since 1999 with periodicity four numbers per year.

The journal is registered by the Ministry of Justice of Ukraine in 19.11.2019. (State Registration Certificate of printed mass media series KB № 24220-14060 IIP).

ISSN 1607-3274 (print), ISSN 2313-688X (on-line).

By the Order of the Ministry of Education and Science of Ukraine from 17.03.2020 № 409 “On approval of the decision of the Certifying Collegium of the Ministry on the activities of the specialized scientific councils dated 06 March 2020” journal is included in the list of scientific specialized periodicals of Ukraine in category “A” (highest level), where the results of dissertations for Doctor of Science and Doctor of Philosophy may be published.

The journal publishes scientific articles in English, Russian, and Ukrainian free of charge.

The article formatting rules are presented on the site: <http://ric.zntu.edu.ua/information/authors>.

The journal provides policy of on-line open (free of charge) access for full-text publications. The journal allow the authors to hold the copyright without restrictions and to retain publishing rights without restrictions. The journal allow readers to read, download, copy, distribute, print, search, or link to the full texts of its articles. The journal allow reuse and remixing of its content, in accordance with a CC license CC-BY.

Published articles have a unique digital object identifier (DOI).

The journal is included into Web of Science.

The journal is abstracted and indexed in leading international and national abstracting journals and scientometric databases, and also placed to the digital archives and libraries with a free on-line access, full list of which is presented on the site: <http://ric.zntu.edu.ua/about/editorialPolicies#custom-0>.

The journal is distributed by the Catalogue of Ukrainian periodicals (the catalog number is 22914).

The journal scope: telecommunications and radio electronics, software engineering (including algorithm and programming theory), computer science (mathematical modeling and computer simulation, optimization and operations research, control in technical systems, machine-machine and man-machine interfacing, artificial intelligence, including data mining, pattern recognition, artificial neural and neuro-fuzzy networks, fuzzy logic, swarm intelligence and multiagent systems, hybrid systems), computer engineering (computer hardware, computer networks), information systems and technologies (data structures and bases, knowledge-based and expert systems, data and signal processing methods).

All articles proposed for publication receive an objective review that evaluates substantially without regard to race, sex, religion, ethnic origin, nationality, or political philosophy of the author(s).

All articles undergo a two-stage blind peer review by the editorial staff and independent reviewers – the leading scientists on the profile of the journal.

## EDITORIAL BOARD

**Editor-in-Chief** – **Sergey Subbotin** – Dr. Sc., Professor, Head of Software Tools Department, National University “Zaporizhzhia Polytechnic”, Ukraine.

**Deputy Editor-in-Chief** – **Dmytro Piza** – Dr. Sc., Professor, Vice-rector for scientific and pedagogical work and issues of development prospects of the University, Director of the Institute of Informatics and Radio Electronics, Professor of the Department of Radio Engineering and Telecommunications, National University “Zaporizhzhia Polytechnic”, Ukraine.

### Members of the Editorial Board:

**Iosif Androulidakis** – PhD, Head of Telephony Department, Network Operation Center, University of Ioannina, Greece;

**Evgeniy Bodyanskiy** – Dr. Sc., Professor, Professor of the Department of Artificial Intelligence, Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine;

**Oleg Drobakhin** – Dr. Sc., Professor, First Vice-Rector, Oles Honchar Dnipro National University, Ukraine;

**Alexander Gorban** – PhD, Professor, Professor of the Faculty of Mathematics, University of Leicester, United Kingdom;

**Dmitry Gorodnichy** – PhD, Associate Professor, Leading Research Fellow at the Directorate of Science and Engineering, Canada Border Services Agency, Ottawa, Canada;

**Karsten Henke** – Dr. Sc., Professor, Research Fellow, Faculty of Informatics and Automation, Technical University of Ilmenay, Germany;

**Michitaka Kameyama** – Dr. Sc., Professor, Professor of the Faculty of Science and Engineering, Ishinomaki Senshu University, Japan;

**Volodymyr Kartashov** – Dr. Sc., Professor, Head of the Department of Media Engineering and Information Radio Electronic Systems, Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine;

**Vitaly Levashenko** – PhD, Professor, Head of Department of Informatics, University of Žilina, Slovakia;

**David Luengo** – PhD, Professor, Head of the Department of Signal Theory and Communication, Madrid Polytechnic University, Spain;

**Ursula Markowska-Kaczmar** – Dr. Sc., Professor, Professor of the Department of Computational Intelligence, Wrocław University of Technology, Poland;

**Andrii Oliinyk** – PhD, Associate Professor, Associate Professor, Department of Software Tools, National University “Zaporizhzhia Polytechnic”, Ukraine;

**Marcin Paprzycki** – Dr. Sc., Professor, Professor of the Department of Intelligent Systems, Systems Research Institute, Polish Academy of Sciences, Warsaw, Poland;

**Volodymyr Pavlikov** – Dr. Sc., Senior Researcher, Vice-Rector for Research, N. E. Zhukovskiy National Aerospace University “KhAI”, Ukraine;

**Alexei Sharpanskykh** – PhD, Associate Professor, Associate Professor of Aerospace Engineering Faculty, Delft University of Technology, Netherlands;

**Stepan Skrupsky** – PhD, Associate Professor, Associate Professor of the Department of Computer Systems and Networks, National University “Zaporizhzhia Polytechnic”, Ukraine

**Galyna Tabunshchyk** – PhD, Associate Professor, Professor of the Department of Software Tools, National University “Zaporizhzhia Polytechnic”, Ukraine;

**Thomas (Tom) Trigano** – PhD, Senior Lecturer of the Department of Electrical and Electronic Engineering, Sami Shamoon College of Engineering, Ashdod, Israel;

**Joost Vennekens** – PhD, Associate Professor, Associate Professor, Faculty of Engineering (Campus de Nair), Katholieke Universiteit Leuven, Belgium;

**Carsten Wolff** – PhD, Professor, Professor of the Department of Technical Informatics, Dortmund University of Applied Sciences and Arts, Germany;

**Heinz-Dietrich Wuttke** – PhD, Associate Professor, Leading Researcher at the Institute of Technical Informatics, Technical University of Ilmenay, Germany;

**Elena Zaitseva** – PhD, Professor, Professor, Department of Informatics, University of Žilina, Slovakia.

## EDITORIAL-ADVISORY COUNCIL

**Peter Arras** – PhD, Associate Professor, Associate Professor, Faculty of Engineering (Campus De Nair), Katholieke Universiteit Leuven, Belgium;

**Anatoly Lisnianski** – PhD, Chief Scientific Expert, Israel Electric Corporation Ltd., Haifa, Israel;

**Christian Madritsch** – PhD, Professor of the Faculty of Engineering and Information Technology, Carinthia University of Applied Sciences, Austria;

**Mher Markosyan** – Dr. Sc., Professor, Director of the Yerevan Research Institute of Communications, Professor of the Department of Telecommunications, Russian-Armenian University, Yerevan, Armenia;

**Oleg Rubel** – PhD, Associate Professor, Faculty of Engineering, McMaster University, Hamilton, Canada;

**Peter Schulz** – Dr. Sc., Professor, Professor, Institute for Digital Transformation of Applications and Living Domains (IDIAL), Dortmund, Germany;

**Avtandil Tavkheldze** – PhD, Professor, Professor of the School of Business, Technology and Education, Ilia State University, Tbilisi, Georgia;

**Doru Ursuțiu** – Dr. Sc., Professor, Professor, Department of Electronics and Computer Engineering, University of Transylvania at Brasov, Romania.

Recommended for publication by the Academic Council of NU «Zaporizhzhia Polytechnic», protocol № 4/20 dated 02.03.2020.

The journal is imposed by the editorial-publishing department of NU «Zaporizhzhia Polytechnic».

The journal web-site is <http://ric.zntu.edu.ua>.

The address of the editorial office: Editorial office of the journal «Radio Electronics, Computer Science, Control», National University «Zaporizhzhia Polytechnic», Zhukovskiy street, 64, Zaporizhzhia, 69063, Ukraine.

Tel.: +38-061-769-82-96 – the editorial-publishing department.

E-mail: [rvv@zntu.edu.ua](mailto:rvv@zntu.edu.ua)©

Fax: +38-061-764-46-62

© National University «Zaporizhzhia Polytechnic», 2020

**Научный журнал «Радиоэлектроника, информатика, управление»** (сокращенное название – РИУ) издается национальным университетом «Запорожская политехника» (НУ «Запорожская политехника») с 1999 г. периодичностью четыре номера в год.

Зарегистрирован в Министерстве юстиции Украины 19.11.2019 г. (Свидетельство о государственной регистрации печатного средства массовой информации серия KB № 24220-14060 ПР).

ISSN 1607-3274 (печатный), ISSN 2313-688X (электронный).

Приказом Министерства образования и науки Украины № 409 от 17.03.2020 г. «Об утверждении решений Аттестационной коллегии Министерства относительно деятельности специализированных ученых советов от 06 марта 2020 года» журнал включен в перечень научных профессиональных изданий Украины в категории «А» (высокий уровень), в которых могут публиковаться результаты диссертационных работ на соискание ученых степеней доктора наук и доктора философии (кандидата наук).

В журнале бесплатно публикуются научные статьи на английском, русском и украинском языках.

**Правила оформления статей** представлены на сайте: <http://ric.zntu.edu.ua/information/authors>.

Журнал обеспечивает **бесплатный открытый он-лайн доступ** к полнотекстовым публикациям. Журнал разрешает авторам иметь авторские права и сохранять права на издание без ограничений. Журнал разрешает пользователям читать, загружать, копировать, распространять, печатать, искать или ссылаться на полные тексты своих статей. Журнал разрешает повторное использование его содержания в соответствии с CC лицензией CC-BY.

Опубликованным статьям присваивается уникальный идентификатор цифрового объекта DOI.

**Журнал входит в наукометрическую базу Web of Science.**

**Журнал реферирован и индексируется** в ведущих международных и национальных реферативных журналах и наукометрических базах данных, а также размещается в цифровых архивах и библиотеках с бесплатным доступом on-line, полный перечень которых представлен на сайте: <http://ric.zntu.edu.ua/about/editorialPolicies#custom-0>.

**Журнал распространяется** по Каталогу периодических изданий Украины (подписной индекс – 22914).

**Тематика журнала:** телекоммуникации и радиоэлектроника, программная инженерия (включая теорию алгоритмов и программирования), компьютерные науки (математическое и компьютерное моделирование, оптимизация и исследование операций, управление в технических системах, межмашинное и человеко-машинное взаимодействие, искусственный интеллект, включая интеллектуальный анализ данных, распознавание образов, искусственные нейронные и нейро-нечеткие сети, нечеткую логику, коллективный интеллект и мультиагентные системы, гибридные системы), компьютерная инженерия (аппаратное обеспечение вычислительной техники, компьютерные сети), информационные системы и технологии (структуры и базы данных, системы, основанные на знаниях, и экспертные системы, обработка данных и сигналов).

Все статьи, предлагаемые к публикации, получают **объективное рассмотрение**, которое оценивается по существу без учета расы, пола, вероисповедания, этнического происхождения, гражданства или политической философии автора(ов).

Все статьи проходят двухступенчатое закрытое (анонимное для автора) **рецензирование** штатными редакторами и независимыми рецензентами – ведущими учеными по профилю журнала.

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

**Главный редактор** – **Субботин Сергей Александрович** – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой программных средств, Национальный университет «Запорожская политехника», Украина.

**Заместитель главного редактора** – **Пиза Дмитрий Макарович** – доктор технических наук, профессор, проректор по научно-педагогической работе и вопросам перспектив развития университета, директор института информатики и радиоэлектроники, профессор кафедры радиотехники и телекоммуникаций, Национальный университет «Запорожская политехника», Украина.

### **Члены редколлегии:**

**Андрюлидакис Иосиф** – доктор философии, глава департамента телефонии Центра обслуживания сетей, Университет Янины, Греция;

**Бодянский Евгений Владимирович** – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры искусственного интеллекта, Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Украина;

**Веннекенс Юст** – доктор философии, доцент факультета инженерных технологий (кампус де Наир), Католический университет Левена, Бельгия;

**Вольф Карстен** – доктор философии, профессор, профессор кафедры технической информатики, Дортмундский университет прикладных наук и искусств, Германия;

**Вуттке Ганс-Дитрих** – доктор философии, доцент, ведущий научный сотрудник института технической информатики, Технический университет Ильменау, Германия;

**Горбань Александр Николаевич** – доктор физико-математических наук, профессор, профессор факультета математики, Университет Лестера, Великобритания;

**Городничий Дмитрий Олегович** – доктор философии, кандидат технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник Дирекции науки и инженерии, Канадское агентство пограничной службы, Канада;

**Дробахин Олег Олегович** – доктор физико-математических наук, профессор, первый проректор, Днепровский национальный университет имени Олеся Гончара, Украина;

**Зайцева Елена Николаевна** – кандидат физико-математических наук, профессор, профессор кафедры информатики, Жилинский университет в Жилине, Словакия;

**Камеяма Мичитака** – доктор наук, профессор, профессор факультета науки и инженерии, Университет Ишиномаки Сеншу, Япония;

**Карташов Владимир Михайлович** – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой медиаинженерии и информационных радиоэлектронных систем, Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Украина;

**Левашенко Виталий Григорьевич** – кандидат физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой информатики, Жилинский университет в Жилине, Словакия;

**Луэнго Давид** – доктор философии, профессор, заведующий кафедрой теории сигналов и коммуникаций, Мадридский политехнический университет, Испания;

**Марковска-Качмар Урсла** – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры вычислительного интеллекта, Вроцлавская политехника, Польша;

**Олейник Андрей Александрович** – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры программных средств, Национальный университет «Запорожская политехника», Украина;

**Павликов Владимир Владимирович** – доктор технических наук, старший научный сотрудник, проректор по научной работе, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Э. Жуковского «ХАИ», Украина;

**Панищкий Марцин** – доктор наук, профессор, профессор отдела интеллектуальных систем, Исследовательский институт систем Польской академии наук, г. Варшава, Польша;

**Скруцкий Степан Юрьевич** – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры компьютерных систем и сетей, Национальный университет «Запорожская политехника», Украина;

**Табунчик Галина Владимировна** – кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры программных средств, Национальный университет «Запорожская политехника», Украина;

**Тригано Томас** – доктор философии, старший преподаватель кафедры электрической и электронной инженерии, Инженерный колледж им. С. Шамон, г. Ашдод, Израиль;

**Хенке Карстен** – доктор технических наук, профессор, научный сотрудник факультета информатики и автоматизации Технический университет Ильменау, Германия;

**Шарпаньских Алексей Альбертович** – доктор философии, доцент факультета аэрокосмической инженерии, Делфтский технический университет, Нидерланды.

## РЕДАКЦИОННО-КОНСУЛЬТАТИВНЫЙ СОВЕТ

**Аррас Питер** – доктор философии, доцент факультета инженерных технологий (кампус де Наир), Католический университет Левена, Бельгия;

**Лисьянский Анатолий** – кандидат физико-математических наук, главный научный эксперт, Израильская электрическая корпорация, Хайфа, Израиль;

**Мадритц Христиан** – доктор философии, профессор факультета инженерии и информационных технологий, Университет прикладных наук Каринфии, Австрия;

**Маркосян Мгер Вардкесович** – доктор технических наук, профессор, директор Ереванского научно-исследовательского института средств связи, профессор кафедры телекоммуникаций, Российско-армянский университет, Ереван, Армения;

**Рубель Олег Владимирович** – кандидат технических наук, доцент факультета инженерии, Университет МакМастер, Гамильтон, Канада;

**Тавхелидзе Автандил** – кандидат физико-математических наук, профессор, профессор школы бизнеса, технологии и образования, Государственный университет им. Ильи Чавчавадзе, Тбилиси, Грузия;

**Урсутью Дору** – доктор физико-математических наук, профессор, профессор кафедры электроники и вычислительной техники, Трансильванский университет в Брашове, Румыния;

**Шульц Питер** – доктор технических наук, профессор, профессор института цифровой трансформации приложений и живых доменов (DiAL), Дортмунд, Германия.

Рекомендовано к изданию ученым советом НУ «Запорожская политехника», протокол № 4/20 от 02.03.2020.

Журнал сверстан редакционно-издательским отделом НУ «Запорожская политехника».

**Веб-сайт журнала:** <http://ric.zntu.edu.ua>.

**Адрес редакции:** Редакция журнала «РИУ», Национальный университет «Запорожская политехника», ул. Жуковского, 64, г. Запорожье, 69063, Украина.

Тел.: +38-061-769-82-96 – редакционно-издательский отдел

Факс: +38-061-764-46-62

E-mail: [rvv@zntu.edu.ua](mailto:rvv@zntu.edu.ua)

© Национальный университет «Запорожская политехника», 2020

# ЗМІСТ

<b>РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ.....</b>	<b>7</b>
<i>Abramovych A. O., Agalidi Y. S., Piddubnyi V. O.</i> RADIO ENGINEERING SYSTEM IDENTIFICATION OF METALS ON THE BASIS OF EDDY-CURRENT CONVERTERS.....	7
<i>Ефименко А. А., Карлангач А. П.</i> МОДЕЛЬ И МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЗМЕРОВ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ С УЧЕТОМ МНОЖЕСТВА ФАКТОРОВ.....	18
<i>Pandurangaiah Y., Satyanarayana R.V.S.</i> A CIRCULAR SHAPED MULTIBAND SEMI-COMPOUND RECONFIGURABLE ANTENNA WITH FREQUENCY AND PATTERN DIVERSITY FOR WIRELESS APPLICATIONS.....	27
<i>Semenov D. S., Piza D. M.</i> METHOD FOR SELECTING A CLASSIFIED TRAINING SAMPLE FOR RADAR'S ELEVATION CHANNELS.....	36
<i>Турин С. F.</i> LUT BASED FREDKIN GATE.....	44
<b>МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ.....</b>	<b>54</b>
<i>Кошевой Н. Д., Костенко Е. М., Муратов В. В., Крюков А. М. Биленко А. И., Морозов А. А.</i> СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОПТИМИЗАЦИИ ПО СТОИМОСТНЫМ (ВРЕМЕННЫМ) ЗАТРАТАМ ПЛАНОВ ПОЛНОГО ФАКТОРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА.....	54
<i>Lienkov S. V., Zhiron H. B., Tolok I. V., Lienkov Ye. S.</i> SIMULATION MODEL OF THE ADAPTIVE MAINTENANCE PROCEDURE OF COMPLEX RADIOELECTRONIC FACILITIES.....	63
<i>Пузікова А. В.</i> НЕЗАЛЕЖНІСТЬ АКСІОМАТИКИ БАГАТОЗНАЧНИХ ЗАЛЕЖНОСТЕЙ В РЕЛЯЦІЙНИХ (ТАБЛИЧНИХ) БАЗАХ ДАНИХ.....	75
<i>Sokolov A. V.</i> SYNTHESIS METHOD OF TERNARY BENT-FUNCTIONS OF THREE VARIABLES.....	82
<i>Тарасов В. Н.</i> АНАЛИЗ СИСТЕМЫ $H_2/E_2/1$ И ЕЕ АНАЛОГА СО СДВИНУТЫМИ ВХОДНЫМИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯМИ.....	90
<b>НЕЙРОІНФОРМАТИКА ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ СИСТЕМИ.....</b>	<b>98</b>
<i>Subbotin S. A., Gofman Ye. A.</i> THE FRACTAL ANALYSIS OF SAMPLE AND DECISION TREE MODEL.....	98
<b>ПРОГРЕСИВНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ.....</b>	<b>108</b>
<i>Висоцька В. А.</i> МЕТОД АВТОРИФІКАЦІЇ ТЕКСТУ НАУКОВО-ТЕХНІЧНИХ ПУБЛІКАЦІЙ НА ОСНОВІ ЛІНГВІСТИЧНОГО АНАЛІЗУ КОЕФІЦІЄНТІВ МОВНОЇ РІЗНОМАНІТНОСТІ.....	108
<i>Dychka I., Onai M., Sulema OI.</i> DATA COMPRESSION IN BLACK-GRAY-WHITE BARCODING.....	125
<i>Melnyk K. V., Hlushko V. N., Borysova N. V.</i> DECISION SUPPORT TECHNOLOGY FOR SPRINT PLANNING.....	135
<i>Nosov P. S., Zinchenko S. M., Popovych I. S., Ben A. P., Nahrybelnyi Y. A., Mateichuk V. M.</i> DIAGNOSTIC SYSTEM OF PERCEPTION OF NAVIGATION DANGER WHEN IMPLEMENTATION COMPLICATED MANEUVERS.....	146
<i>Spevakov A. G., Spevakova S. V., Primenko D. V.</i> METHOD OF DATA DEPERSONALIZATION IN PROTECTED AUTOMATED INFORMATION SYSTEMS.....	162
<i>Sulema Y.</i> MULTIMODAL DATA PROCESSING BASED ON ALGEBRAIC SYSTEM OF AGGREGATES RELATIONS.....	169
<i>Tanygin M. O., Alshaeaa H. Y., Kuleshova E. A.</i> A METHOD OF THE TRANSMITTED BLOCKS INFORMATION INTEGRITY CONTROL.....	181
<b>УПРАВЛІННЯ У ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ.....</b>	<b>190</b>
<i>Gurskiy A. A., Goncharenko A. E., Dubna S. M.</i> ALGORITHMS FOR TUNING OF THE COORDINATING AUTOMATIC CONTROL SYSTEMS.....	190
<i>Irodov V. F., Barsuk R. V.</i> DECISION-MAKING DURING LIMITED NUMBER OF EXPERIMENTS WITH MULTIPLE CRITERIA.....	200
<i>Stenin A. A., Drozdovich I. G., Soldatova M. A.</i> METHOD OF UNCERTAIN COEFFICIENTS IN PROBLEMS OF OPTIMAL STABILIZATION OF TECHNOLOGICAL PROCESSES.....	209

# CONTENTS

<b>RADIO ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS.....</b>	<b>7</b>
<i>Abramovych A. O., Agalidi Y. S., Pidubnyi V. O.</i>	
RADIO ENGINEERING SYSTEM IDENTIFICATION OF METALS ON THE BASIS OF EDDY-CURRENT CONVERTERS.....	7
<i>Yefimenko A. A., Karlangach A. P.</i>	
MODEL AND METHOD OF DETERMINATION PCB SIZES ACCOUNTING MANY FACTORS.....	18
<i>Pandurangaiah Y., Satyanarayana R.V.S.</i>	
A CIRCULAR SHAPED MULTIBAND SEMI-COMPOUND RECONFIGURABLE ANTENNA WITH FREQUENCY AND PATTERN DIVERSITY FOR WIRELESS APPLICATIONS.....	27
<i>Semenov D. S., Piza D. M.</i>	
METHOD FOR SELECTING A CLASSIFIED TRAINING SAMPLE FOR RADAR'S ELEVATION CHANNELS.....	36
<i>Tyurin S. F.</i>	
LUT BASED FREDKIN GATE.....	44
<b>MATHEMATICAL AND COMPUTER MODELING.....</b>	<b>54</b>
<i>Koshevoy N. D. Kostenko E. M. Muratov V. V. Kriukov A. M. Bilenko A. I. Morozov A. A.</i>	
COMPARATIVE ANALYSIS OF OPTIMIZATION METHODS BY COST (TIME) COSTS OF FULL FACTOR EXPERIMENT PLANS.....	54
<i>Lienkov S. V., Zhiron H. B., Tolok I. V., Lienkov Ye. S.</i>	
SIMULATION MODEL OF THE ADAPTIVE MAINTENANCE PROCEDURE OF COMPLEX RADIOELECTRONIC FACILITIES.....	63
<i>Puzikova A. V.</i>	
THE INDEPENDENCE OF THE AXIOMATIC SYSTEM OF MULTIVALUED DEPENDENCIES IN RELATION (TABLE) DATABASES.....	75
<i>Sokolov A. V.</i>	
SYNTHESIS METHOD OF TERNARY BENT-FUNCTIONS OF THREE VARIABLES.....	82
<i>Tarasov V. N.</i>	
ANALYSIS OF $H_2/E_2/1$ SYSTEM AND HER OF THE ANALOG WITH SHIFTED INPUT DISTRIBUTIONS.....	90
<b>NEUROINFORMATICS AND INTELLIGENT SYSTEMS.....</b>	<b>98</b>
<i>Subbotin S. A., Gofman Ye. A.</i>	
THE FRACTAL ANALYSIS OF SAMPLE AND DECISION TREE MODEL.....	98
<b>PROGRESSIVE INFORMATION TECHNOLOGIES.....</b>	<b>108</b>
<i>Vysotska V.</i>	
THE SCIENTIFIC AND TECHNICAL PUBLICATIONS TEXT AUTHORITY METHOD BASED ON LINGUISTICAL ANALYSIS OF LANGUAGE DIVERSITY COEFFICIENTS.....	108
<i>Dychka I., Onai M., Sulema OI.</i>	
DATA COMPRESSION IN BLACK-GRAY-WHITE BARCODING.....	125
<i>Melnyk K. V., Hlushko V. N., Borysova N. V.</i>	
DECISION SUPPORT TECHNOLOGY FOR SPRINT PLANNING.....	135
<i>Nosov P. S., Zinchenko S. M., Popovych I. S., Ben A. P., Nahrybelnyi Y. A., Mateichuk V. M.</i>	
DIAGNOSTIC SYSTEM OF PERCEPTION OF NAVIGATION DANGER WHEN IMPLEMENTATION COMPLICATED MANEUVERS.....	146
<i>Spevakov A. G., Spevakova S. V., Primenko D. V.</i>	
METHOD OF DATA DEPERSONALIZATION IN PROTECTED AUTOMATED INFORMATION SYSTEMS.....	162
<i>Sulema Y.</i>	
MULTIMODAL DATA PROCESSING BASED ON ALGEBRAIC SYSTEM OF AGGREGATES RELATIONS.....	169
<i>Tanygin M. O., Alshaeaa H. Y., Kuleshova E. A.</i>	
A METHOD OF THE TRANSMITTED BLOCKS INFORMATION INTEGRITY CONTROL.....	181
<b>CONTROL IN TECHNICAL SYSTEMS.....</b>	<b>190</b>
<i>Gurskiy A. A., Goncharenko A. E., Dubna S. M.</i>	
ALGORITHMS FOR TUNING OF THE COORDINATING AUTOMATIC CONTROL SYSTEMS.....	190
<i>Irodov V. F., Barsuk R. V.</i>	
DECISION-MAKING DURING LIMITED NUMBER OF EXPERIMENTS WITH MULTIPLE CRITERIA.....	200
<i>Stenin A. A., Drozdovich I. G., Soldatova M. A.</i>	
METHOD OF UNCERTAIN COEFFICIENTS IN PROBLEMS OF OPTIMAL STABILIZATION OF TECHNOLOGICAL PROCESSES.....	209

# РАДИОЕЛЕКТРОНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

## RADIO ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS

# РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

UDC 621.39

### RADIO ENGINEERING SYSTEM IDENTIFICATION OF METALS ON THE BASIS OF EDDY-CURRENT CONVERTERS

**Abramovych A. O.** – Post-graduate student, Department of Radio Engineering Devices and Systems, National Technical University of Ukraine “Kyiv Polytechnic Institute named Igor Sikorsky”, Kyiv, Ukraine.

**Agalidi Y. S.** – PhD, Scientific Employee of the Department of Radio Engineering Devices and Systems of the National Technical University of Ukraine “Kyiv Polytechnic Institute named Igor Sikorsky”, Kyiv, Ukraine.

**Piddubnyi V. O.** – PhD, Associate Professor of the Department of Radio Engineering Devices and Systems of the National Technical University of Ukraine “Kyiv Polytechnic Institute named Igor Sikorsky”, Kyiv, Ukraine.

#### ABSTRACT

**Context.** The task of creating a radio system (RS) for identifying metals in the middle of subgroups of magnetic and nonmagnetic metals based on eddy current devices (ECD) is considered. The object of study is the radio identification system.

**Objective.** Development of a radio system that allows you to expand the possibilities of ECP by identifying a metal in a subset of non-magnetic (copper, gold, silver, etc.) and magnetic (steel, nickel) materials.

**Method.** A block diagram of the RS, which uses the processing of ECD signals in the time and spectral regions, is proposed. PC allows to identify the type of metal from which the control object (CO) is made, within the subsets of non-magnetic and magnetic materials, which allows to increase the probability of detecting CO hidden in a dielectric medium, made of non-ferrous, precious or ferrous metals.

The validity of the results obtained from the verification of the technique was tested on a laboratory model of the PC, which consists of an analog eddy current part and a microcontroller with ADC to transfer data to a laptop, which implements the methods of signal processing. The article proposes the hypothesis of an informative parameter and a mathematical model that explains the causes of the signal and its form. The possibility of using RS to solve the problem of metal identification within a subset of non-magnetic and magnetic materials has been experimentally confirmed.

**Conclusions.** Experimental studies carried out confirmed the efficiency of the proposed RS and the methods for processing the ECP signal, the software that implements it, which allows us to recommend it for the development of devices for identifying the metal from which the test object is made. Prospects for further research are to adapt mathematical and software not only to the base of metal images, but also to create images of complex objects, which will make it possible to identify a hidden metal object and thereby expand its capabilities.

**KEYWORDS:** eddy current transducer, metal control objects, metal identification.

#### ABBREVIATIONS

RS is a radio system;  
ECD is an eddy current devices;  
CO is a control object;  
FD is a phase detector;  
OK is an object of control;  
PI is a pulse induction;  
VLF is a very low frequency detection.

#### NOMENCLATURE

$M$  is a interdependence;  
 $S_{ef}$  is an effective area of the metal;

$N_0, N_1$  are numbers of turns of the corresponding coil and metal;

$l$  is a length of sample;

$U_a$  is a voltage at the output of the synchronous phase detector;

$U_e$  is a voltage at the input of the phase detector;

$f_e$  is a frequency of signal at the input of the phase detector;

$f_{upr}$  is a frequency of reference signal;

$\varphi$  is a phase shift between reference and voltage in the receiving coil;

$U_{upr}$  is a reference voltage;

$Mz$  is a residual's magnetization;



$\chi$  is a magnetic susceptibility, relative units;

$\sigma$  is a conductivity, sm/m;

$U_{IZmax}$  is a maximum voltage value on the antenna;

$\Delta U_{IZ}$  is a change in voltage on the receiving antenna;

$V$  is a linear velocity of the object of control along the antenna turns;

$L$  is a distance between receiving and transmitting antennas;

$\varphi_{start}$  is a value of initial phase shift;

$\varphi_{max}$  is a maximum value of the offset of the initial phase;

$\Delta\varphi$  is a change in the initial phase under the control of the object of control;

$x$  is a discrete samples;

$m$  is a number of samples in the sample;

$P(x)$  is a polynomial of approximation of a section from discrete readings;

$A_1, A_2$  are highest positive maxima of the graphic-digital image;

$K\%$  is an integral parameter that can be used to estimate the difference in signals;

$S_1, S_2$  are areas under the intersection of two different metals to be compared;

$\Delta S$  is a the estimated value of the difference between metals;

$f_{n1}, f_{n2}, f_{v1}, f_{v2}$  are the lower and the upper strips of the spectrum of the two metals to be compared;

$\Delta f$  is a difference in spectrum width by level  $-40\text{dB}$ .

## INTRODUCTION

The task of identifying the metal from which the metal objects are made are important for a number of branches of the national economy. Usually X-ray, luminescent and chemical methods are used for its solution. However, they need to clear the surface of the objects and do not allow objects to be explored remotely without damaging their surface. In addition, they require the presence of a metal object, which must be placed in the working area of the device, and do not allow the identification of hidden objects in a dielectric environment, for example, the soil. However, there are methods of detecting metal objects and devices built on the eddy current method, which allow to detect hidden objects and dichotomically (black or color) to identify the type of metal. The detected hidden object is extracted from the environment in which it is located, and then, if this is necessary, is investigated by known methods. It is a labor-intensive and complex process that requires considerable time and laboratory research.

**The object of study** The object of development and research is the radio engineering system of metal identification.

**The subject of study** The subject of research is the form of the waveform of the eddy current devices (ECD) at the output of the phase detector RS obtained from con-

trol objects made of different magnetic and nonmagnetic metals.

**The purpose of the work** Industrial ECD solves the problem of dichotomy identification of the objects being investigated, detecting and dividing them into two subsets (magnetic or black) and (non-magnetic or colored). However, it remains important to identify the metals in the middle of subsets, that is, the definition of the object is made of copper or gold, steel or nickel.

## 1 PROBLEM STATEMENT

Development of radio engineering system, which provides remote identification of metals on the basis of the previously developed methodology.

Among the set of parameters  $x_i$  characterizing the signal (amplitude, phase change of the signal during scanning, transition of the signal through zero, change of polarity, etc.), it is necessary to find those that characterize the metal as much as possible, measure their values and create a base of graphical-digital images of metals of this signal, which is an array of identification parameters  $x = \{x_i\}$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ , where  $N$  is the number of parameters characterizing the signal and comparing it with those found in the database.

Matching the characteristics of the image of the measured signal with that in the database and is the identification criterion –  $P$ . The similarity criterion reflects the percentage similarity of the signal from the new metal to the signal from the database, where  $m$  is the percentage similarity of each of the informative parameters of the new signal to informative parameters from the database. Criterion  $P$  is calculated by averaging only the minimum values ( $K$ ) of the vector  $m$ :

$$P = \sum_{k=1}^K \frac{m_k}{K}.$$

The problem of constructing and recognizing graphic-digital images of the PC output signal is considered in this article.

## 2 REVIEW OF THE LITERATURE

There are now a large number of ECD, including those that are produced serially. All of their plural can be divided into two classes: tonal VLF and pulse PI [1]. Devices of type PI that work with pulse signals [1] and in essence are low-frequency radar stations [1, 2, 3]. The ECD in the modern market is represented by metal detectors from the manufacturers: Minelab, Fisher, Garret [1, 3].

The tonal include devices such as VLF, which to indicate the presence of an object using the sound difference frequency between the reference and rebuilt under the influence of the object frequencies. The difference in frequency allows the operator to listen the tone of the signal to determine the object. Qualified operator can distinguish colored metal from black.

Information about the object under study is in the amplitude, phase, or frequency of the signal received by the antenna, and it is considered that one of these parameters is informative and the others are interfering.

The amplitude method [4] is widely used for signal analysis in the case when the informative parameter is the amplitude of the signal, and the interfering phase or frequency. The device tracks the amplitude of the input signal and when it reaches a certain threshold, it sends information to the indicator device indicating the presence of the object. By the amplitude of the signal, one can also determine from which metal (black or color) the object of control is made. In this case, changing the phase or frequency of the signal does not affect the readings of the metal detector. Most modern metal detectors use metal identification at the threshold level of the signal, which allows only dichotomous analysis.

Phase and frequency methods are mainly used in devices for non-destructive control of parameters of metal objects [5, 6] and are used with significant influence of the interfering factor on the amplitude of the signal. In them, the amplitude detector is replaced by phase or frequency. These two methods can also be used to search for hidden objects. So, on the principle of phase shift measurement, a metal detector CM6000-Di52HM manufactured by the US, which allows you to detect hidden metal objects.

The theoretical work on the development of methods for identifying the type of metal from which a hidden object is constructed, based on the measurement of phase shifts between reference and informative signals, are presented in [6] and [7]. However, the authors [6, 7] failed to realize the identification of metals in the middle of subsets of magnetic and nonmagnetic materials. The proposed methods allow only dichotomous identification (magnetic – nonmagnetic material). In papers [8, 9] and [10], we propose methods for processing the ECD signal, which allow the identification of metals in the middle of subgroups of magnetic and nonmagnetic materials.

The purpose of this work is to explain the features of the radio engineering system of metal identification [11], built on the basis of the eddy current detection method of metal objects, the development of a mathematical model of the output signal of the ECD and software that implements the methods of identification of metals. Unlike the known [4, 6, 7], it is possible to determine the metal from which the object of control is made from a set of nonmagnetic (gold, copper, silver) and magnetic (steel, nickel) metals. The proposed model allows to describe the signal at the output of the phase detector RS, built on the basis of circuitry solutions of the input cascades of the serial metal detector CM6000-Di52HM [11], which is further processed by the methods proposed in [8, 9, 10] and allows you to realize the goal.

### 3 MATERIALS AND METHODS

The basis of the ECD is the excitation of eddy currents on the surface of the investigated metal OK, which arise as a result of the interaction of the electromagnetic field provided by the radiation (transfer) coil of the antenna system. Antenna system has two coils (transmitting and receiving). Transmitter emits a low-frequency signal (frequency 6.6 kHz), and the receiving register Foucault

currents are given in OK. They cause a secondary electromagnetic field, which is recorded by the receiver coil of the antenna system, is processed by the electronic unit and transmitted to the indicator device. The signal excited by the electromagnetic field in the output coil of the antenna system of the ECD is complex and depends on the conductivity of the investigated object and its magnetic properties [6].

The basis for explaining the emergence of an informative parameter is taken by Brusini's model [7], which he proposed in his dissertation paper. It considers a mathematical model consisting of three objects (from the receiving and transmitting coils and a metal sample that moves over the coils and is the object of control). Schematically, the interaction between objects of the system is shown in Fig. 1.

The transmitter of the antenna emits a low-frequency signal that interacts with the receiving antenna directly (parasitic signal) and through an OK, which re-emitting the signal.

The input coil shows the voltage from the transmitter  $U^{(p)}$  and the sample  $U^{(s)}$ :

$$U_2^{(p)}(t) = -i\omega M_{02} I_0 e^{i\omega t},$$

$$U_2^{(s)}(t) = -i\omega M_{12} I_1 e^{i\omega t},$$

$$I_1 e^{i\omega t} = -\frac{M_{01}}{L} \left[ \frac{i\omega L(R - i\omega L)}{R^2 + \omega^2 L^2} \right] I_0 e^{i\omega t},$$

where  $M$  is a reciprocity, which is determined by the connection between the elements of the system,  $R$  is the sample resistance,  $L$  is the inductance of the sample.

Phase shift between voltages

$$\varphi(t) = \arctg \left[ \frac{\text{Im}(U_2^{(p)}(t) + U_2^{(s)}(t))}{\text{Re}(U_2^{(p)}(t) + U_2^{(s)}(t))} \right],$$

$$M_{01,12} = \chi \mu_0 \frac{N_0 N_1}{l} S_{ef}, \quad \chi = \mu_r - 1, \quad M_{td} = \chi \mu_0 \frac{N_0 N_1}{l} S_{td},$$

$$td = 1, \quad f_{Disk} \cdot t_{pron}, \quad S_{td} = S_{min}, S_{max},$$

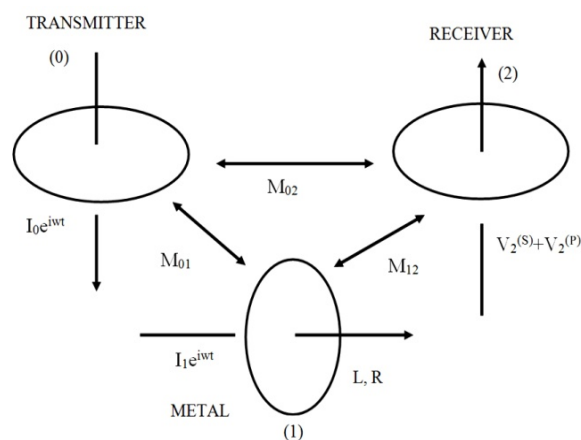


Figure 1 – Model of interaction of the investigated metal with coils of the antenna system

$$S_{\min} = 0.1 \cdot S_{zrazka}, \quad S_{\max} = S_{zrazka},$$

$$S_{zrazka} = \frac{\pi \cdot d^2}{4} = 4.9 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2, \quad f_{Disk} = 6600 \text{ Hz},$$

$$t_{pron} = 0.073 \text{ sec},$$

where  $\chi$  is a magnetic susceptibility,  $S_{ef}$  is a effective area of the metal,  $N_0, N_1$  are number of turns of the corresponding coil and metal,  $l$  is a sample length. The parameter defining the influence of the OK on the signal in this model [5, 7] is the interinduction  $M$ ,  $M_{02}$  is a technical constant determined by the flow coupling between the two coils,  $M_{01}$  та  $M_{12}$  – these are variables that depend on the properties of the sample and its position relative to the antenna coils. When the OK moves, the relationship between mutual inductances  $M_{01}$  and  $M_{12}$  changes, which is determined by the change in the effective magnetic susceptibility  $\chi = \mu - 1$  and the change in conductivity  $\sigma$ , which is introduced into the system of connected objects.

The signal from the receiving  $U_e$  and the transmission  $U_{upr}$  of the coils comes to the FD [12], the scheme of which is shown in Fig. 2, which allocates a signal proportional to the cosine of the phase difference between  $U_e$  and  $U_{upr}$ .

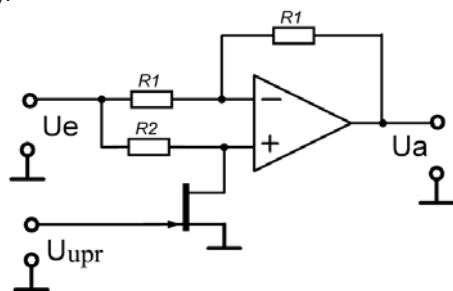


Figure 2 – Phase detector scheme [12]

Output signal FD is determined by the dependence [12]:

$$\dot{U}_a = \begin{cases} 0, & f_e \neq f_{upr}; \\ \frac{1}{2} \dot{U}_e \cos \varphi, & f_e = f_{upr}. \end{cases}$$

where  $U_a$  is a voltage at the output of the synchronous FD,  $U_e$  is a voltage at the input of the FD,  $f_e$  is a signal frequency at the input of the phase detector,  $f_{upr}$  is a frequency of the reference signal (frequency, which is emitted by the antenna system RS),  $\varphi$  is a phase shift between reference and voltage in the receiving coil,  $U_{upr}$  is a reference voltage.

At the output of the FD, a change in the phase shift between signals in the transmitting and receiving coils of the antenna system occurs when the OK passes over the coils. When scanning an object by antenna system, the heterogeneous object passes first over the transmission turns, between the transmitter and the receiving coils and over the receiver. The signal form on the output of the FD is shown in Fig. 3.

With further move of the antenna system over the OK from its center to the transmission coil there is a similar signal but a mirror shape. The maximum amplitude of this signal is less than the first. This is due to the residual

magnetization of OK [5, 13]. Signal at the input of the phase detector RS

$$U_e = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} \text{ V}; \quad \Phi = \iint_S \vec{B} \cdot \vec{\partial S} \text{ Wb}; \quad B = \mu_0(H + M_z) \text{ Tl},$$

where  $M_z$  is a residual magnetization, which is determined by the magnetic and conducting properties of the control object,  $H$  is a the magnetic field strength created by the transmitting antenna.

The voltage  $U_e$  depends on the speed of the antenna passing over the OK and on the residual magnetization of the  $M$  metal from which the OK is made.

When the antenna move over the OK, there are currents Foucault whose density increases when the OK reaches the center of the coils [7]. After passing through the center of the antenna system, the metal has residual magnetization [5] and begins to interact with the other shoulder of the antenna system, which leads to a decrease in the amplitude of the signal. A difference in signal amplitudes occurs when passing one and the other antenna system shoulder. This difference is an informative parameter in the FD signal, which defines the material from which the object of control is made.

To confirm the hypothesis of the effect of residual magnetization that occurs during scanning, a signal is investigated at the output of the phase detector for OK's made of monolithic metal and from a set of thin plates isolated from each other (Fig. 4). In the experiment, a duralumin solid sample measuring 20x25x3 mm and a set of duralumin foil plates of the thickness of 0.08 mm of the same size were used.

The signals received at the output of the phase detector are shown in Fig. 5. As we see for a monolithic sample, there is a difference in signal amplitudes when passing over different shoulders of the antenna system and there is no set of plates for it, which confirms the possibility of using it as an informative parameter.

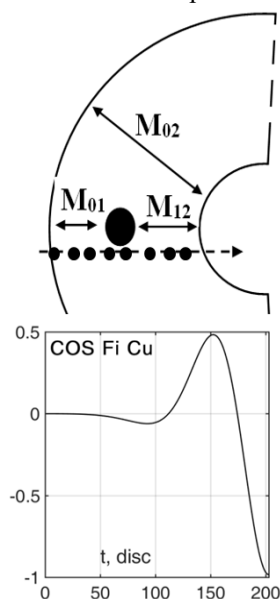


Figure 3 – To explain the shape of the signal at the output of the FD

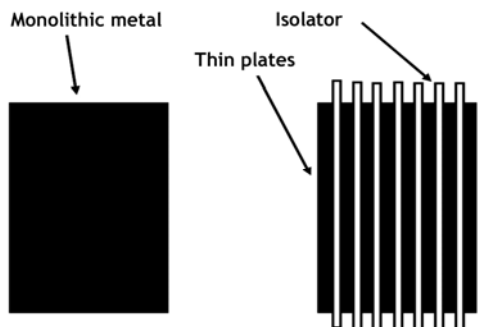


Figure 4 – Types of OK that were used to explain the effects of Foucault's currents

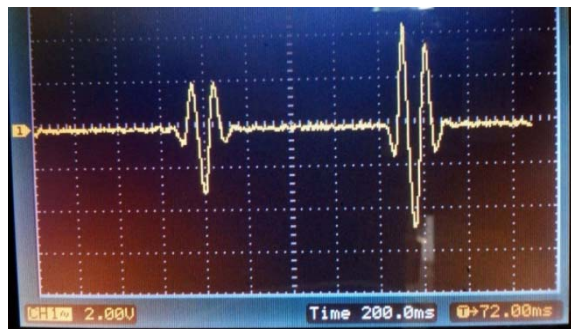


Figure 5 – Signals at the output of the FD for the OK from the set of plates (left) and the monolithic metal

The values of  $M_{01}$  and  $M_{12}$  and the voltage at the output of the phase detector were calculated for different locations of the OK relative to the antenna system. The results of calculating these values for duraluminium OK are given in Table 1. The coordinates of the places of accommodation were measured in relative units, where 0 is the beginning of the reference, the coordinate of the last turns of the transmission coil, and 200 is the center of the antenna system.

When the OK moves, the ratio between the mutual inductances  $M$  has changed, which is determined by the change in the effective magnetic susceptibility and the change in conductivity, is introduced into the system of connected objects. Calculations can be made for other materials. To do this, we must use the data presented in table 2. As we see the signal at the output of the FD depends on the values of the magnetic susceptibility  $\chi$ , the specific conductivity  $\sigma$  and  $x$  – the coordinate of the position of the OK relative to the antenna, that is, is a function  $U_a = f(x, \chi, \sigma)$ .

Let's record the mathematical expression for the signal at the output of the phase detector, using the signals that arrive at the input of the phase detector are harmonic. This allows us to offer a mathematical expression that takes into account the characteristics of the motion of the OK relative to the antenna system coils and allows for a signal similar to the experimental. In the absence of an OK in the area of the antenna system on the receiving coil from the transmission signal is given by frequency  $\omega$ , the instantaneous value of where  $U_{0Z} = U_{0Z_{max}} \cos(\omega t)$ ,

where  $U_{0Z_{max}}$  – the maximum value of the signal given in the receiving coil of the antenna system.

Table 1 – The values of  $M_{01}$  and  $M_{12}$  and the received voltage at the output of the OK

Coordinates	$M_{01}$	$M_{12}$	Voltage
0	-9,9523e-10	-1,0477e-10	-0.0000 + 0.0013i
100	-9,9502e-10	-1,0498e-10	-0.0522 - 0.1028i
150	-9,9492e-10	-1,0508e-10	0.4804 + 0.1520i
200	-9,9481e-10	-1,0519e-10	-0.9770 + 0.0567i

Table 2 – Characteristics of metals are required for calculations

Metal	$\chi$ -magnetic susceptibility, r.u.	$\sigma$ -conductivity, sm/m
Steel	100	7 690 000
Nickel	100-600	11 500 000
Copper	$-9,63 \times 10^{-6}$	59 500 000
Silver	$-23,1 \times 10^{-6}$	62 500 000
Gold	$-34,4 \times 10^{-6}$	45 500 000

If the antenna system moves in parallel with the metallic OK and crosses it along the axis passing through the center of the antenna system, then the phase and amplitude of the induced signal changes at the output of the receiving coil.

The instantaneous signal value given in the receiving coil will look like:

$$U_Z = U_{1Z_{max}} (1 + m \cos(\frac{V}{L} t)) \cos(\omega t + \varphi(t)),$$

where  $U_{1Z_{max}}$  is a the maximum voltage value on the antenna,  $m = \frac{\Delta U_{1Z}}{U_{1Z_{max}}}$ ,  $\Delta U_{1Z}$  is a change in voltage on the receiving antenna when passing OK over the antenna,  $V$  is a linear velocity of the OK along the antenna turns,  $L$  is a distance between receiving and transmitting antennas,  $\varphi(t) = \varphi_{start} + \frac{\Delta \varphi}{\varphi_{max}} t$ ,  $\varphi_{start}$  is an initial phase shift value,  $\varphi_{max}$  is a maximum value of the offset of the initial phase (table 3),  $\Delta \varphi$  is a change of initial phase under the action of OK.

Table 3 – Initial phase shift value

Metal	$\varphi_{max}$ , deg.
Steel 10	72°
Copper electro technical	-120°

After forming  $U_Z$  by synchronous FD, a signal is proportional to the phase shifts in the antenna system, which arise due to the influence of the OK on the inter-induction between the antennas.

The synchronous detector allocates a signal that is proportional to the speed of the movement of the OK and the nature of its change. In Fig. 6 for the example shows a signal simulated for OK made from electro technical copper.

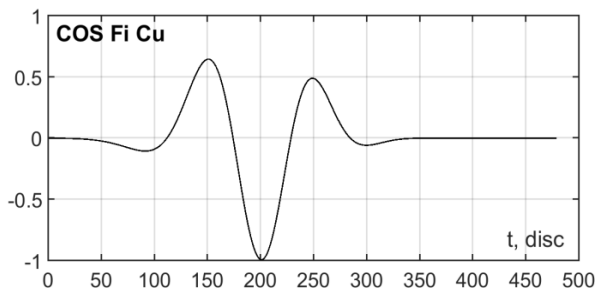


Figure 6 – Signal from copper OK, modeled on the proposed model

Further processing of the  $U_a$  signal was carried out by the methods proposed by the authors in [8, 9, 10]. This is the spectral method and the method of graphic images, the comparison criteria in which are the spectral characteristics of the received signals (for the first method) and the critical points of the time signal (for the second one). Let's consider briefly the signal processing by the method of graphic-digital images [10]. To do this, we need to digitize the signal from FD, normalize it by duration and amplitude, and transform it into a graphic image whose information parameters are the extrema of the signal and the point of transition through zero. The digitized signal is approximated by polynomial functions in the regions determined by the maxima and minima of the FD signal. For each approximation interval, we set the number of discrete points  $x_{1,1}, x_{1,2}, \dots, x_{1,m}$  obtained experimentally in the process of digitizing the signal, and write the approximation interval polynomial [14–16]:

$$P(x) = a_1 + a_2x + a_3x^2 + \dots + a_{n-1}x^n.$$

Next, we convert the approximated signal into a graphic image [10, 11], in which the continuous change of the signal is replaced by characteristic lines (points of placement of extremums and zeros). Which differ in coordinates, height and polarity. The corresponding time

signals (Fig. 2) graphic images for steel and copper are presented in Fig. 7 (blue is marked by extremes, red is the point of transition through the zero level), where  $A_1$  and  $A_2$  are the largest positive graphic-digital image maxima.

An integral parameter that can be used to estimate the difference in signals is  $K\%$  [17]:

$$K = \frac{A_1 - A_2}{A_1} \cdot 100\%.$$

Identify the type of metal and verify the correctness of the identification of the metal by the spectral method [8, 9]. The informative parameters in it are the area under the outburst spectrum and the spectrum band at the level of -40 dB of the signal taken from the FD.

The spectral density  $S^*(f)$  [8] as well as the signal at the output of the FD depends on  $\mu_r, \mu_a, \sigma$ , and in the frequency region is described by the expression  $S^*(f) = S(f)R(f)$ , where  $R(f)$  and  $S(f)$  – fading factor when passing through the multilayer environment in which the OK is located and the spectrum of the signal, respectively [9].

We assume that all parameters, except for the magnetic permeability and conductivity are the same. Then the spectral density of the output signal depends only on  $\mu_r$  and  $\sigma$  their values can be determined from which metal is made of OK.

In the proposed radio system both methods are used simultaneously, which increases the probability of identification of the metal from which the OK is made.

#### 4 EXPERIMENTS

Experimental studies were conducted on a layout, based on which tonal VLF system was adopted (very low detection frequency). The layout diagram is shown in Fig. 8.

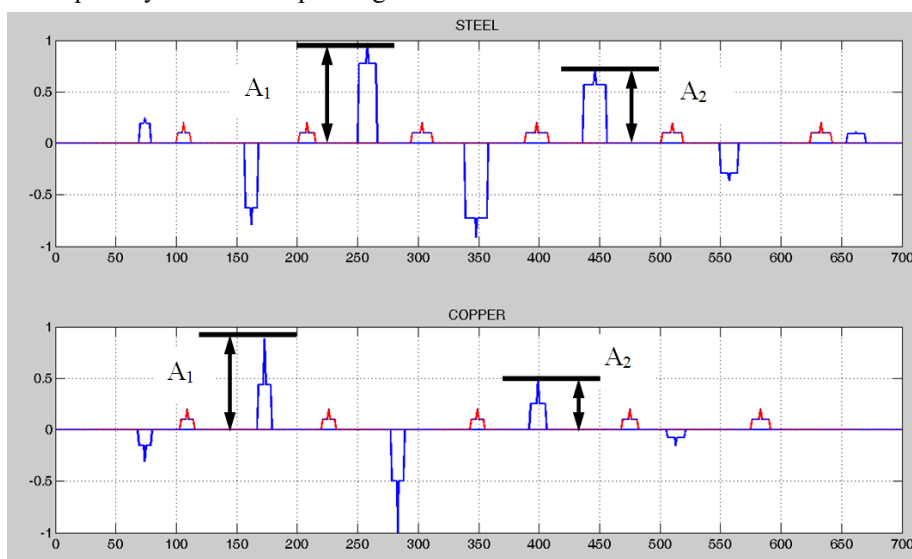


Figure 7 – Graphic images of signals of a number of steel and copper OK's (different sizes and different orientations relative to the antenna system)

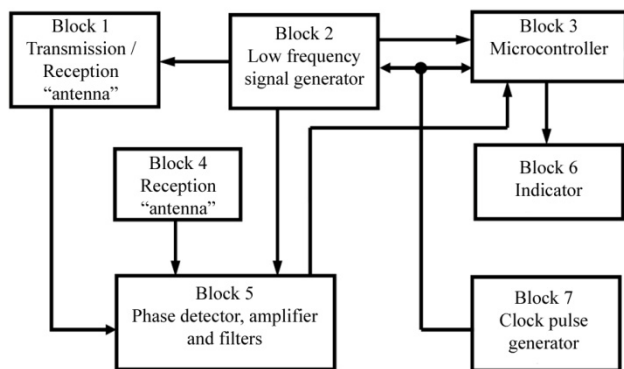


Figure 8 – The block diagram of the layout of the radio engineering system

The RS layout consists of transmitting and receiving antennas (blocks 1 and 4), a low frequency signal generator (block 2) that excite the transmitter of the antenna system, a block 5 that provides amplification and phase detection of a signal, a pulse generator (block 7) required for synchronization of the operation of the blocks of the RS, the microcontroller (block 3), which performs the normalization of the signal in amplitude and duration according to a specially developed algorithm, and the indicator block 6 necessary for processing the digitized signal in accordance with the developed x methods for assessing signals and indicating the result of identification.

The microcontroller block 3 processes the output signal of block 5 according to the method developed by the authors developed in [2, 10], which allows the identification of metals, based on the comparison of the signal taken from the output of the phase detector and recorded in the memory block of the microcontroller unit. In Fig. 9 shows the shape of the signal at the output of the FD for the OK made of steel, which is obtained theoretically and

experimentally measured on the RS model. As we see the coincidence of signals is sufficient, so that the proposed hypothesis of physical processes in the work of RS considered lawful.

In the RS model, a signal was measured at the output of the phase detector of block 5 (the input of the ADC of the AtMega32 microcontroller [18, 19] of block 3), which, with the help of the developed software, normalized the signal by amplitude and duration and transmitted to the indicator device – a laptop, which calculated the necessary parameters of identification.

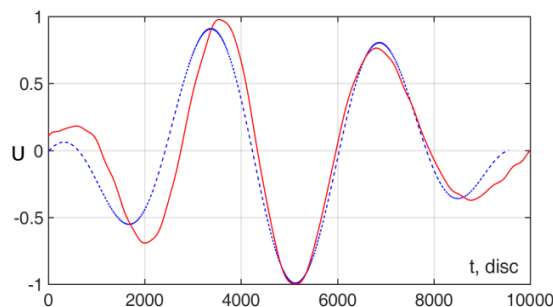


Figure 9 – Signals at the output of the FD theoretical (dashed lines) and experimental (solid line) for the OK made of steel

The values of K% for the theoretical and experimentally received signals have the following values [20]:

$$K_{theor} = \frac{0,93 - 0,80}{0,93} \cdot 100\% = 14\%;$$

$$K_{exp} = \frac{0,96 - 0,78}{0,96} \cdot 100\% = 18\%.$$

In Table 3 the characteristics of graphic images of some metals, investigated in this work (the base of graphic images) are given.

Table 3 – The coefficients of graphic-digital images for different metals

Sample name (column) and number in order of extremum (line)	1	2	3	4	5	6	7
<b>Steel</b>	0.3055	-0.9471	0.9461	-0.9007	0.9826	-0.5326	0.1844
Coordinates of extremes	8	18	28	36	46	57	69
Coordinates of zeros	12	23	32	41	52	65	
<b>Copper</b>	-0.2551	0.8720	-0.9963	0.4949	-0.1403		
Coordinates of extremes	7	18	29	41	52		
Coordinates of zeros	11	23	36	49	56		
<b>Silver 86,8% pure</b>	-0.2462	0.8406	-0.9917	0.5086	-0.1494		
Coordinates of extremes	7	17	28	40	50		
Coordinates of zeros	10	22	35	47	57		
<b>Titanium</b>	0.5026	-0.9139	1.0000	-0.5525			
Coordinates of extremes	5	14	26	35			
Coordinates of zeros	8	20	31	41			
<b>Gold 90,0% pure</b>	-0.2354	0.8405	-0.9624	0.5098	-0.1512	0.0540	0.0350
Coordinates of extremes	9	20	30	42	54	63	65
Coordinates of zeros	13	25	37	50	61		
<b>Lead</b>	-0.3122	0.9769	-0.9954	0.4797	-0.1736		
Coordinates of extremes	6	15	25	36	47		
Coordinates of zeros	1	9	20	31	43		
<b>Bismuth</b>	0.2011	0.2887	-0.9310	1.0000	-0.4570	0.2582	
Coordinates of extremes	3	7	16	25	36	45	
Coordinates of zeros	10	20	32	42			
<b>Aluminum</b>	-0.3073	0.8535	-1.0000	0.4309	-0.1411	0.0240	-0.042
Coordinates of extremes	7	18	27	38	50	57	60
Coordinates of zeros	11	22	34	46	56	58	

For each OK in the columns 1,2, ... the values and coordinates of the sequences of extremums are given, as well as the coordinates of the points of the signal passing through the zero level.

As can be seen from Table 2, each metal has a different arrangement of extremums and zero points, so their values can identify the type of metal from which the object is made. To do this, you need to create an image for an object from an unknown metal, calculate its coefficients, and compare them with those that are already in the base, and find the corresponding image, thereby determining the type of metal.

In Table 4 and 5 the spectral characteristics of the investigated materials are given [20].

### 5 RESULTS

The percentage difference is calculated for the areas under the bypasses according to the following formula: [8, 9]:

$$S = \left| \frac{S_1 - S_2}{S_1} \right| \cdot 100\% , \quad S_1 \geq S_2 ,$$

where  $S_1, S_2$  is a square under the intersection of two different metals to be compared,  $\Delta S$  is an estimated value of the difference between metals.

And the difference between the bands is according to the formula:

$$F_n = \left| \frac{f_{n1} - f_{n2}}{f_{n1}} \right| \cdot 100\% , \quad f_{n1} \geq f_{n2} ,$$

$$F_v = \left| \frac{f_{v1} - f_{v2}}{f_{v1}} \right| \cdot 100\% , \quad f_{v1} \geq f_{v2} ,$$

$$\Delta f = \frac{\Delta_n + \Delta_v}{2} ,$$

where  $f_{n1}, f_{n2}, f_{v1}, f_{v2}$  are the lower and upper bands of the spectrum [21–23] of the two metals that to be compared,  $\Delta f$  is a difference in spectrum width by level -40dB [24, 25].

Table 5 – Percentage difference in parameters between copper and some other metals

Comparable metals	The difference in the areas under the bypass	The difference in the bands
Silver vs copper	7.8%	4.48%
Gold vs copper	5.6%	1.67%
Copper vs titanium	15.8%	11.96%
Copper vs lead	2.5%	1.99%
Copper vs aluminum	8.927%	7.8%

The results of identification of the metal are shown in table 6 on the example of duralumin.

Table 4 – Spectral characteristics of some investigated materials

Metal	Spectrum width by level -40dB (Hz)	S under the bypass spectrum (dB·Hz)
Steel 20	3.84 ± 0.12...23.05 ± 0.25	444.50±3.62
Copper	6.72 ± 0.08...27.48 ± 0.16	575.88±3.12
Steel and copper together	7.51 ± 0.19...26.00 ± 0.22	485.50± 4.23
Gold 90.0% pure	6.50 ± 0.15...27.99 ± 0.32	545.0 ± 4.39
Бісмут	4.89 ± 0.11... 28.46 ± 0.86	580.6 ± 10.8
Silver 99.99% pure	6.64 ± 0.10...27.00 ± 0.14	544.36 ± 3.55
Silver 90.0% pure 1 Ruble 1896y.	6.72 ± 0.04...27.55 ± 0.29	556.87 ± 4.74
Silver 90.0% pure 50 kopeck 1912y.	6.75± 0.05... 27.50±0.17	552.81+ 3.88
Silver 88.5% pure Thaler 1665y.	6.67 ± 0.09... 26.84 ± 0.19	541.30 ± 3.34
Silver 75.0% pure Thaler 1648y.	6.66 ± 0.08...27.02 ± 0.21	544.43 ± 3.00
Silver 68.3% pure 1618y.	7.09 ± 0.13...28.27 ± 0.23	553.04 ± 4.34
Nickel	9.56 ± 0.11... 26.77 ± 0.18	495.00 ± 4.50
Titanium	7.44 ± 0.29... 27.84 ± 0.36	537.66 ± 5.15

Table 6 – Results of identification of the metal

Metal benchmark	Metal new: duralumin					% similar to the standard	
	Difference %, for each of informative parameters					Spectrum. method	Time method
	1	2	3	4	5		
Metal	Polarity	S	Fn	Fv	K%		
Steel	100	21.111	44.779	20.099	72.300		
Copper	0	2.516	3.363	4.743	12.211		
Gold 90,0% pure	0	3.274	6.527	2.975	13.748		
Bismuth	100	2.853	29.679	<b>1.346</b>	7.681		
Silver 99,99% pure	0	3.452	4.514	6.407	16.602		
Silver 90,0% pure	0	1.322	3.363	4.501	10.754		
Nickel	100	12.148	26.491	7.204	24.385		
Titanium	100	4.694	6.533	3.495	24.385		
Duralum	<b>0</b>	<b>1.156</b>	<b>2.246</b>	2.489	<b>1.475</b>	98,29%	98,52%

The decision on the similarity of an unknown metal to an existing one is based on the matrix of differences (columns 1–5 of Table 6). The line with the largest number of minimum differences is selected (the selected positions **in bold are highlighted** in Table 6) and for this position, the percentage similarity is calculated, by averaging only the minimum values.

The number of cases of correct identification duraluminium: 45 times out of 50, the probability of 0.90.

The researches carried out on the developed experimental RS confirmed the possibility of accumulation of signals of groups of different metals and the creation of images of objects, which can be different metals.

## 6 DISCUSSION

The experimental studies confirmed the hypothesis about the possibility of using the eddy-current method for the identification of metals. The proposed model with a sufficient probability allows us to link the signal form at the output of the FD with the parameters of the metal from which the OK is made, as can be seen from the comparison of the calculated and experimentally taken signals.

As can be seen objects made of different materials can be identified by the difference between the two highest positive peaks in the signal FD. To do this, the processing of the signal uses a graphical-digital method, which, by the amplitudes of the maxima and their time placement, allows identification of objects of control by the type of metal from which they are made.

## CONCLUSIONS

Thus, the actual task of identifying metal objects is solved by new information features detected in the form of a signal at the output of the ECD, its transformation into a graphical-digital image of a metal object, its analysis and comparison with images recorded in the memory of the eddy current radio system. The signal processing technique and the radio engineering system that implements it are developed.

**The scientific novelty** of the obtained results are to derive new information criteria in the output signal of the eddy current converter that characterize the metal type. It is proposed to identify metals to compare graphically-digital images of a signal obtained from an unknown metal with images recorded in a database of known metals, which allows them to be identified within the subsets of non-ferrous (non-magnetic) and ferrous (magnetic) metals. To improve the accuracy of the obtained results, it is proposed to use the spectral identification method simultaneously with the graphical-digital method.

**The practical significance** of the obtained results are to explain the causes of differences in the form of signals received from different metals, to create a database of graphical-digital images and to develop a layout of a radio-technical identification system, which allows to distinguish metals within the subgroups of non-ferrous and ferrous metals.

**Prospects for further research** is the creation of mathematical support for the implementation of spectral and graphical-digital methods of identification, development of new and effectively operating units of the radio engineering system.

## ACKNOWLEDGEMENTS

The work is supported by National Technical University of Ukraine “Kyiv Polytechnic Institute named Igor Sikorsky”.

## REFERENCES

1. Abramovych A. O., Diachenko S. M. Metal detectors, *Bulletin of the National Technical University of Ukraine “Kyiv Polytechnic Institute” Series – Radio Engineering. Radio equipment construction*, 2011, No. 46, pp. 186–193.
2. Jol M. H. Ground Penetrating Radar Theory and Applications. Oxford GB., Elsevier B. V., 2009, 574 p. ISBN: 978-0-444-53348-7.
3. Ivashov S. I., Makarenkov V. I., Razevig V. V., Sablin V. N., Sheyko A. P., Vasiliev I. A. Remote Control Mine Detection System with GPR and Metal Detector, *Eight International Conference on Ground-Penetrating Radar, GPR'2000, University of Queensland, Gold Coast, Queensland, Australia*, 2000, pp. 36–39.
4. Obiasi A. M. Anyasi F. I., Jacdonmi O. O. Implementing a Robust Metal Detector Utilizing the Colpitts Oscillator with Toroidal Coil, *Journal of Engineering and Applied Sciences*, 2010, 5(2), pp. 56 – 63.
5. Nerazrushayushchiy kontrol' [Tekst]: u 5-ti t. Pod red. V. V. Sukhorukova. Moscow, Vyssh. shk., Vol. 3, 1992, 312 p.
6. Svatoš Jakub Advanced Instrumentation for Polyharmonic Metal Detectors: Ph.D Thesis: Svatoš, Jakub. Prague, 2015. 121 p.
7. Claudio Bruschini A multidisciplinary analysis of frequency domain metal detectors for humanitarian demining: Thesis to obtain degree of Doctor in Applied Sciences: Claudio Bruschini. Brussels, 2002, 242 p.
8. Abramovych A. O., Mrachkovsky O. D., Furmanchuk V. Yu. Dichotomic degradation of metal to black-color by spectral analysis, *Bulletin of the Zhytomyr State Technological University. Ser: Technical Science*, 2017, No. 1 (79). pp. 48–51.
9. Abramovych A. O., Poddubny V. O. Application of spectral analysis for distinguishing metals by signals from eddy current converters, *The East European Journal of Advanced Technology, Kharkiv*, 2017, Vol. 89 (No. 5), pp. 51–57 (Scopus) DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2017.110177>
10. Abramovych A. O., Poddubny V. O., Kashirsky I. S. Method of processing of reflected signals eddy-current pulse converters, *Scientific Bulletin of Zaporizhzhya National Technical University, Radioelektronika, Informatics, Management, Zaporizhzhia*, 2017, №4, pp. 7–14. (Scopus) DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2017-4-1>
11. Abramovych A. O., Poddubny V. O., Kashirsky I. S. Remote vibration current analysis of metal objects composition, *International scientific and technical journal “Metallophysics and the latest technologies”*. Kyiv, 2017, Vol. 39, No. 8, pp. 1035–1049. (Scopus) URL: <http://mfint.imp.kiev.ua/ua/abstract/v39/i08/1035.html>
12. Tittse U., Shenk K. Poluprovodnikovaya skhemotekhnika: Spravochnoe rukovodstvo. Moscow, Mir, 1982, 512 p.
13. Daniels D. J. Ground Penetrating Radar (2nd Edition). London, UK.: Institution of Electrical Engineers, 2004, 761 p. ISBN O 86341 360.
14. Kunts K.S. Chislennyiy analiz. Moscow, Tehnika, 1964, 389 p.
15. Gantmaher F. R. Teoriya matrits. Moscow, Nauka, 1967, 575 p.
16. CRS Handbook of Chemistry and Physics, 87<sup>th</sup> Edition / Ed. D. R. Lide. Taylor & Francis, CRC Press, 2007, pp. 9–17.



17. Abramovych A. O., Kashirsky I. S., Piddubniy V. O., Abramovych A. O. Method of graphical images in radiodetermination systems of near-neighbor locations, Materials international scientific and technical conference "Radio engineering fields, signals and systems". Kyiv, 2018, pp. 173-175.
18. Prata Steven Yazyk programirovaniya C++. Lektsii i uprazhneniya. Steven Prata, Vil'yams, 2012, 1248 p. ISBN 978-5-8459-1778-2
19. Glinchenko A. S. Tsifrovaya obrabotka signalov: Ucheb. posobie: V 2 ch. Ch. 2. Krasnoyarsk, IPTs KGTU, 2001, 184 p.
20. Rumshiskiy L. Z. Matematicheskaya obrabotka rezul'tatov eksperimenta. Moscow, Nauka, Glav. red. Fiz-mat. lit., 1971, 192 p.
21. Ihamouten A., Derobert X., Villain G. Electromagnetic dispersion estimated from multi-offset, ground-penetrating radar, *IEEE Ground Penetrating Radar (GPR)*, 2010, pp. 1–6.
22. Ivashov S. I., Makarenkov V. I., Razevig V. V., Sablin V. N., Sheyko A. P., Vasiliev I. A. Wide-Span Systems of Mine Detection, *Mine Identification Novelties Euroconference*. Villa Agape, Firenze – Italy, 1999, pp. 137–141.
23. Capineri L. J., Ivashov S. I. Comparison of GPR Sensor Types for Landmine Detection and Classification, 12th International Conference on Ground Penetrating Radar, Birmingham, UK, 2008, pp. 1–10.
24. Kang W., Kim C., Kim J., Park S., Cho S., Son J., Kim K. A study of antenna configuration for bistatic ground-penetrating radar, 2016 16th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR 2016). Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). Proceedings of a meeting held 13–16 June 2016. Hong Kong, pp. 552–556. ISBN 9781509051823
25. Congedo F., Monti G., Tarricone L. Modified bowtie antenna for GPR applications, *IEEE Ground Penetrating Radar (GPR), 2010 13th International Conference*.

Received 06.08.2019.  
Accepted 24.01.2020.

### РАДІОТЕХНІЧНА СИСТЕМА ІДЕНТИФІКАЦІЇ МЕТАЛІВ НА ОСНОВІ ВИХРОСТРУМОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

**Абрамович А. О.** – аспірант кафедри радіотехнічних пристроїв та систем Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна.

**Агаліди Ю. С.** – канд. техн. наук, ст. наук. співробітник кафедри радіотехнічних пристроїв та систем Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна.

**Піддубний В. О.** – канд. техн. наук, доцент кафедри радіотехнічних пристроїв та систем Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна.

#### АНОТАЦІЯ

**Актуальність.** Розглянуто задачу створення радіотехнічної системи (РС) ідентифікації металів в середині підгруп магнітних та немагнітних металів на основі вихрострумів перетворювачів (ВСП). Об'єктом дослідження є радіотехнічна система ідентифікації металів.

**Метод.** Розробка радіотехнічної системи, яка дозволяє розширити можливості ВСП шляхом ідентифікації металу в підмножині немагнітних (мідь, золото, срібло і інших) і магнітних (сталь, нікель) матеріалів.

Запропонована структурна схема РС, яка базується на обробці сигналів ВСП в часовій та спектральній областях, яка надає можливість ідентифікації типу металу в межах підмножини немагнітних і магнітних матеріалів, що дозволяє підвищити ймовірність виявлення прихованих в діелектричному середовищі об'єктів контролю (ОК), виготовлених з кольорових та чорних металів.

**Результати.** Достовірність отриманих результатів перевірки роботи методики перевірялась на лабораторному макеті РС, який складається з аналогової вихрострумової частини та мікроконтролера із АЦП для передачі даних на ноутбук, що програмно реалізує методи обробки сигналу. В статті запропонована гіпотеза виникнення інформативного параметру та математична модель, яка пояснює причини виникнення сигналу та його форму. Експериментально підтверджена можливість використання РС для ідентифікації металів в рамках підмножини немагнітних і магнітних матеріалів.

**Висновки.** Проведені експериментальні дослідження підтвердили працездатність запропонованої РС та методів обробки сигналів вихрострумів перетворювачів, програмного забезпечення, що його реалізує. Результати роботи дозволяють рекомендувати структуру радіотехнічної системи для розробки приладів ідентифікації металу, з якого виготовлений об'єкт контролю. Перспективи подальших досліджень полягають в адаптації математичного і програмного забезпечення не лише бази образів металів, а і для створення складних об'єктів, що дозволить ідентифікувати об'єкт, і тим самим, розширити їх функціональні можливості.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** вихрострумів перетворювач, металеві об'єкти контролю, ідентифікація металів.

УДК 621.39

### РАДИОТЕХНИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ МЕТАЛЛОВ НА ОСНОВЕ ВИХРЕТОКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

**Абрамович А. А.** – аспірант кафедри радіотехнічних пристроїв та систем Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна.

**Агаліди Ю. С.** – канд. техн. наук, ст. научн. сотрудник кафедри радіотехнічних пристроїв та систем Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна.

**Піддубний В. А.** – канд. техн. наук, доцент кафедри радіотехнічних пристроїв та систем Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна.

#### АННОТАЦИЯ

**Актуальность.** Рассмотрена задача создания радиотехнической системы (РС) идентификации металлов в середине подгрупп магнитных и немагнитных металлов на основе вихретоковых преобразователей (ВТП). Объектом исследования является радиотехническая система идентификации.

**Метод.** Разработка радиотехнической системы, которая позволяет расширить возможности ВТП путем идентификации металла в подмножестве немагнитных (медь, золото, серебро и другое) и магнитных (сталь, никель) материалов.

© Abramovych A. O., Agalidi Y. S., Piddubnyi V. O., 2020  
DOI 10.15588/1607-3274-2020-1-1

Предложена структурная схема РС, которая использует обработку сигналов ВТП во временной и спектральной областях. РС позволяет идентифицировать тип металла, из которого выполнен объект контроля (ОК), в рамках подмножеств немагнитных и магнитных материалов, что позволяет повысить вероятность выявления скрытых в диэлектрической среде ОК, изготовленных из цветных, драгоценных или черных металлов.

**Результаты.** Достоверность полученных результатов проверки работы методики проверялась на лабораторном макете РС, который состоит из аналоговой вихретоковой части и микроконтроллера с АЦП для передачи данных на ноутбук, который программно реализует методы обработки сигнала. В статье предложена гипотеза возникновения информативного параметра и математическая модель, которая объясняет причины возникновения сигнала и его форму. Экспериментально подтверждена возможность использования компьютеров для решения задачи идентификации металлов в рамках подмножества немагнитных и магнитных материалов.

**Выводы.** Проведенные экспериментальные исследования подтвердили работоспособность предложенной РС и методов обработки сигналов ВТП, программного обеспечения, которое его реализует, что позволяет рекомендовать ее для разработки приборов идентификации металла, из которого изготовленный объект контроля. Перспективы дальнейших исследований состоят в адаптации математического и программного обеспечения не только базы образов металлов, но и создания образов сложных объектов, что позволит идентифицировать скрытый металлический объект и тем самым расширить ее возможности.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** вихретоковый преобразователь, металлические объекты контроля, идентификация металлов.

#### ЛІТЕРАТУРА / LITERATURE

1. Абрамович А. О. Металлодетектори / А. О. Абрамович, С. М. Дяченко // Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2011. – Вип. 46. – С. 186–193.
2. Jol M. H. Ground Penetrating Radar Theory and Applications / H. M. Joy. – Oxford GB. : Elsevier B.V. 2009. – 574 p. – ISBN: 978-0-444-53348-7.
3. Ivashov S. I. Remote Control Mine Detection System with GPR and Metal Detector / [S. I. Ivashov, V. I. Makarenkov, V. V. Razevig et al.] // Eight International Conference on Ground-Penetrating Radar, GPR'2000, University of Queensland, Gold Coast, Queensland, Australia. – 2000. – P. 36–39.
4. Obiazi A. M. Implementing a Robust Metal Detector Utilizing the Colpitts Oscillator with Toroidal Coil / A. M. Obiazi, F. I. Anyasi, O. O. Jacdonmi // Journal of Engineering and Applied Sciences. – 2010. – 5(2). – P. 56–63.
5. Неразрушающий контроль [Текст]: у 5-ти т. / Под ред. В. В. Сухорукова – М.: Высш. шк., Т.3. – 1992. – 312с.
6. Svatoš Jakub Advanced Instrumentation for Polyharmonic Metal Detectors: Ph.D Thesis: Svatoš, Jakub. – Prague, 2015. – 121p.
7. Claudio Bruschini A multidisciplinary analysis of frequency domain metal detectors for humanitarian demining: Thesis to obtain degree of Doctor in Applied Sciences: Claudio Bruschini. – Brussels, 2002. – 242 p.
8. Абрамович А. О. Дихотомічне розрізнення металу на чорний-кольоровий за допомогою спектрального аналізу / А. О. Абрамович, О. Д. Мрачковський, В. Ю. Фурманчук // Вісник Житомирського державного технологічного університету. Сер: Технічні науки. – 2017. – Вип. № 1 (79). – С. 48–51.
9. Abramovych A. O. Application of spectral analysis for distinguishing metals by signals from eddy current converters / A. O. Abramovych, V. O. Poddubny // The East European Journal of Advanced Technology, Kharkiv. – 2017. – Vol. 89 (No. 5). – P. 51–57 (Scopus) DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2017.110177>
10. Абрамович А. О. Метод обробки відбитих сигналів вихрострумів імпульсних перетворювачів / А. О. Абрамович, В. О. Піддубний, І. С. Каширський // Науковий вісник Запорізького національного технічного університету, Радіоелектроніка, інформатика, управління, Запоріжжя. – 2017. – Вип. №4. – С. 7–14. (Scopus) DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2017-4-1>
11. Абрамович А. О. Дистанційний вихорострумівий аналіз складу металевих об'єктів / А. О. Абрамович, В. О. Піддубний, І. С. Каширський // Міжнародний науково-технічний журнал «Металлофізика и новейшие технологии». – Київ. – 2017. – Том 39, Вип. № 8. – С. 1035–1049. (Scopus) URL: <http://mfint.imp.kiev.ua/ua/abstract/v39/i08/1035.html>
12. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство / Титце У., Шенк К. – М. : Мир, 1982 – 512 с.
13. Daniels D. J. Ground Penetrating Radar (2nd Edition) / D. J. Daniels. – London, UK.: Institution of Electrical Engineers, 2004. – 761 p. – ISBN O 86341 360.
14. Березин И. С. Методы вычислений, т.1 / И. С. Березин, Н. П. Жидков. – М. : Наука, 1966 – 632с.
15. Кунц К. С. Численный анализ / К. С. Кунц. – М. : Техника, 1964 – 389 с.
16. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц / Ф. Р. Гантмахер. – М. : Наука, 1967. – 575 с.
17. Абрамович А. О. Метод графічних образів в радіотехнічній системі ближньої локації / А. О. Абрамович, І. С. Каширський, В. О. Піддубний // Матеріали міжнародної науково-технічної конференції «Радіотехнічні поля, сигнали та системи». – Київ. – 2018. – С. 173–175.
18. Прата Стивен Язык программирования C++. Лекции и упражнения / Стивен Прата. – Вильямс, 2012. – 1248 с. ISBN 978-5-8459-1778-2
19. Глинченко А. С. Цифровая обработка сигналов: Учеб. пособие: В 2 ч. Ч. 2. / А. С. Глинченко // Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2001. – 184 с.
20. Румшицкий Л. З. Математическая обработка результатов эксперимента / Л. З. Румшицкий. – М. : Наука, Глав. ред. Физ.-мат. лит., 1971. – 192 с.
21. Ihamouten A. Electromagnetic dispersion estimated from multi-offset, ground-penetrating radar / A. Ihamouten, X. Derobert, G. Villain // IEEE Ground Penetrating Radar (GPR). – 2010. – P. 1–6.
22. Wide-Span Systems of Mine Detection / [S. I. Ivashov, V. I. Makarenkov, V. V. Razevig et al.] / Mine Identification Novelties Euroconference. – Villa Agape, Firenze. – Italy. – 1999. – P. 137–141.
23. Capineri L. J. Comparison of GPR Sensor Types for Landmine Detection and Classification / L. J. Capineri, S. I. Ivashov // 12th International Conference on Ground Penetrating Radar, , Birmingham, UK. – 2008. – P. 1–10.
24. A study of antenna configuration for bistatic ground-penetrating radar / [W. Kang, C. Kim, J. Kim et al] // 2016 16th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR 2016). Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). Proceedings of a meeting held 13–16 June 2016, Hong Kong. – P. 552–556. ISBN 9781509051823
25. Congedo F. Modified bowtie antenna for GPR applications / F. Congedo, G. Monti, L. Tarricone // IEEE Ground Penetrating Radar (GPR), 2010 13th International Conference.

## МОДЕЛЬ И МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЗМЕРОВ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ С УЧЕТОМ МНОЖЕСТВА ФАКТОРОВ

**Ефименко А. А.** – д-р техн. наук, доцент, заведующий кафедры ЭСИКТ, Одесский национальный политехнический университет, Одесса, Украина.

**Карлангач А. П.** – ст. преп. кафедры ЭСИКТ, Одесский национальный политехнический университет, Одесса, Украина.

### АННОТАЦИЯ

**Актуальность.** Определение размеров печатных плат является важным этапом в процессе проектирования электронной и радиоэлектронной аппаратуры, т. к. от правильного их определения зависят как показатели качества и надежности функционирования, так и экономические, и эксплуатационные показатели. Несмотря на достаточное количество работ, посвященных этим вопросам, не существует методов, которые бы объективно учитывали все множество факторов, влияющих на размеры, и при этом были бы удобными для использования. Поэтому, на практике используется опыт разработчиков, а также известные требования и ограничения к проектируемой аппаратуре. Однако такой подход не приводит к оптимальным результатам при определении размеров печатных плат.

**Целью** работы является создание модели электронных модулей на основе печатных плат и метода для определения их размеров и, в частности, коэффициента заполнения с учетом множества действующих факторов и применения стандартных размеров печатных плат.

**Метод.** Метод определения размеров печатных плат учитывает влияние установочной площади электронных компонентов и коэффициента заполнения, который отличается тем, что установлена зависимость  $K_3$  от размеров электронных компонентов и плотности их расположения на печатной плате, а также зависимость вводимого коэффициента пропорциональности от площади печатных плат при использовании их стандартных размеров.

**Результаты.** Создана модель электронных модулей на основе печатных плат и метод для определения их размеров, который позволяет с минимальными затратами определять размеры печатных плат на ранних стадиях проектирования в условиях ограниченных исходных данных, а также ограничений по типоразмерам печатных плат, устанавливаемых соответствующими стандартами и другими нормативными документами.

**Выводы.** В результате теоретических исследований решена важная научно-практическая проблема повышения эффективности проектирования печатных плат: получили дальнейшее развитие модель и метод определения размеров печатных плат с учетом множества факторов, определяющих их площадь и размеры. В основе метода лежит установленная зависимость между коэффициентом заполнения и установочной площадью электронных компонентов для разных значений плотности их расположения на печатной плате. Это позволяет с минимальными затратами времени определять размеры печатных плат. Также установлена взаимосвязь между площадью, необходимой для проектируемого электронного модуля и потерями, связанными с требованиями использования стандартных типоразмеров печатных плат и выраженными коэффициентом пропорциональности.

Практическая ценность полученных результатов состоит в их готовности к использованию разработчиками для определения размеров печатных плат, что продемонстрировано соответствующим примером.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** размеры печатных плат, компоновочные характеристики, электронный модуль, коэффициент заполнения.

### АББРЕВИАТУРЫ

МКП – межкомпонентные промежутки;  
МЭК – международная электротехническая комиссия;  
ПП – печатная плата;  
РЭА – радиоэлектронная аппаратура;  
ЭА – электронная аппаратура;  
ЭК – электронные компоненты;  
ЭМС – электромагнитная совместимость.

### НОМЕНКЛАТУРА

$a$  – размеры межкомпонентных промежутков;  
 $k$  – количество типоразмеров ЭК;  
 $n$  – количество ЭК на печатной плате;  
 $n_i$  – количество ЭК  $i$ -го типоразмера;  
 $K_3$  – коэффициент заполнения площади ПП электронными компонентами;  
 $K_{МП}$  – коэффициент пропорциональности;  
 $S_{ПП}$  – площадь печатной платы;

$S_{МКПi}$  – площадь межкомпонентного промежутка  $i$ -го ЭК;  
 $S_{ППi}$  – площадь ПП промежуточного  $i$ -го типоразмера в пределах набора;  
 $S_{ППст}$  – площадь ПП стандартного типоразмера;  
 $S_{УСТ}$  – установочная площадь;  
 $S_{ЭК}$  – площадь ЭК;  
 $S_{\Sigma}$  – площадь ЭК.

### ВВЕДЕНИЕ

Для определения площади печатной платы, производными от которой являются ее размеры, используем графический метод компоновки [1], когда для его применения геометрические размеры элементов, в данном случае электронных компонентов (ЭК), представляют в виде числовых компоновочных характеристик, а именно их установочных площадей  $S_{УСТi}$ . Для упрощения определения  $S_{УСТi}$  сложные формы ЭК, которые могут также дополняться элементами креп-

ления, охлаждения, экранирования и т. п. заменяют более простыми, как правило, прямоугольниками.

Исходя из этого, площадь ПП  $S_{ПП}$  можно рассчитать, используя выражение (1):

$$S_{ПП} = \frac{\sum_{i=1}^n S_{устi}}{K_3}. \quad (1)$$

Расчет суммарной установочной площади электронных компонентов на печатный узел является обычной процедурой проектирования печатных плат (и соответственно печатных узлов) и не представляет никаких проблем. Совсем не так обстоит дело с установлением коэффициента заполнения. При всей кажущейся простоте вопроса это представляется достаточно сложной задачей, т.к. связано с учетом большого количества факторов, которые имеют свои особенности оценивания.

На самом деле не существует объективных методов определения  $K_3$  и, обычно, используется опыт разработчиков, а также известные требования и ограничения к проектируемой аппаратуре. Однако такой подход не позволяет получить оптимальные результаты.

## 1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В основе определения размеров ПП, как было сказано выше, лежит вычисление их площади, необходимой для размещения электронных компонентов и их электрических соединений (трассировки).

К основным факторам, определяющим как площадь, так и размеры печатных плат, отнесем следующие:

- 1 – схема проектируемого узла (электронного модуля первого уровня);
- 2 – элементная база узла;
- 3 – количество размещаемых электронных компонентов на ПП;
- 4 – метод проектирования – функционально-узловой или другой;
- 5 – возможность расположения как одного, двух так и более функциональных устройств на одной печатной плате;
- 6 – функциональная емкость модуля;
- 7 – размеры стандартных ПП;
- 8 – требования ремонтпригодности, технологичности, теплового режима, ЭМС;
- 9 – назначение и область использования функционального узла: силовая электроника; НЧ-, ВЧ-, СВЧ-схемы; устройства с большим тепловыделением и повышенной прочностью.

Для создания модели электронных модулей формализуем представленные факторы.

Первый, второй и третий из них в совокупности можно выразить суммарной установочной площадью электронных компонентов модуля  $\Sigma S_{устi}$ .

Метод проектирования 4, возможность расположения определенного количества функциональных устройств на ПП 5 и функциональную емкость моду-

ля 6 в совокупности представим коэффициентом пропорциональности  $K_{МП}$ .

Размеры стандартных ПП 7 удобно представить их площадью –  $S_{ПП}$ .

Ремонтпригодность, технологичность, тепловой режим, ЭМС 8 представим коэффициентом заполнения  $K_3$ , при этом следует иметь в виду, что чем эти показатели выше, тем меньше должен быть коэффициент заполнения.

Назначение и область использования функциональных узлов 9 определяют специфику их построения и отражаются в конструктивном исполнении, что в конечном счете выражается различными значениями коэффициентов заполнения и пропорциональности. Таким образом, с целью достижения требуемой адекватности моделей ПП эти коэффициенты следует рассматривать отдельно.

Используя имеющиеся данные, формулу (1) преобразуем к такому виду, который более полно отражает приведенные выше факторы:

$$S_{ПП} = \frac{\sum_{i=1}^n S_{устi}}{K_3} \cdot K_{МП}. \quad (2)$$

Таким образом, чтобы рассчитать площадь, а затем размеры печатной платы проектируемого электронного модуля, необходимо определить коэффициенты заполнения и пропорциональности. Метод для их определения должен быть простым в использовании и носить объективный характер.

## 2 ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ

Вопросам расчета размеров и площади ПП уделяется внимание в целом ряде работ.

Так, в [2], для расчета площади печатных плат используется формула, в которой коэффициент, аналогичный коэффициенту заполнения, представлен таким, который может принимать значения от 1 до 3. Коэффициент зависит от назначения и условий эксплуатации аппаратуры, но не представлены зависимости, которые позволяли бы определять его значения для конкретных условий.

В работе [3] расчетная площадь ПП, необходимая для расположения  $n$ -го количества ЭК определяется как отношение суммарной установочной площади ЭК и коэффициенту заполнения, который представлен как  $K_3 \approx 0,6-0,7$  без конкретизации его определения или условий выбора.

Аналогично представлен вопрос расчета площади ПП в [4]. Здесь также используется коэффициент заполнения ( $K_3 \approx 0,6-0,7$ ) без формализации его применения.

Разработанный метод [5] позволяет оперативно определять зависимости коэффициента заполнения от размеров печатных плат для элементной базы, характерной электронным средствам различных направлений техники. Однако, он пригоден для частных задач поиска оптимальных размеров ПП для НК электронных средств.

Вопросам определения размеров печатных плат посвящены и другие работы [6–12]. Однако, это рассмотрение отдельных частных вопросов, не носящих системного характера определения размеров печатных плат.

В данной статье разработан метод, позволяющий определять размеры ПП с учетом множества факторов и использования стандартных размеров ПП.

### 3 МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ

Определим коэффициент заполнения ПП. Значение коэффициента заполнения печатной платы определяется целым рядом рассмотренных выше факторов, но определяющими являются размеры электронных компонентов и величины МКП, с которыми электронные компоненты устанавливаются на ПП и которые косвенно выражают требования ремонтпригодности, технологичности, теплового режима, ЭМС.

Величина МКП может устанавливаться разработчиком печатной платы, исходя из технических требований, в первую очередь, выполнения электрических соединений, обеспечения теплового режима и электромагнитной совместимости. На рис. 1 приведен фрагмент ПП с расположенным ЭК. Здесь ЭК представлен его площадью  $S_{ЭК}$ , а межкомпонентные промежутки – соответственно площадью межкомпонентных промежутков  $S_{МКП}$ .

В соответствии представленной модели печатного узла площадь печатной платы можно определить по формуле (1). Если допустить, что на ПП потери площади определяются сугубо межкомпонентными промежутками, то можно представить другую зависимость для определения площади печатной платы:

$$S_{ПП} = \sum_{i=1}^n (S_{УСТi} + S_{МКПi}). \quad (3)$$

Приравниваем правые части (1) и (3):

$$\frac{\sum_{i=1}^n S_{УСТi}}{K_3} = \sum_{i=1}^n (S_{УСТi} + S_{МКПi}) = \sum_{i=1}^n S_{УСТi} + \sum_{i=1}^n S_{МКПi}.$$

Отсюда получаем выражение для определения коэффициента заполнения:

$$K_3 = \frac{\sum_{i=1}^n S_{УСТi}}{\sum_{i=1}^n S_{УСТi} + \sum_{i=1}^n S_{МКПi}}. \quad (4)$$

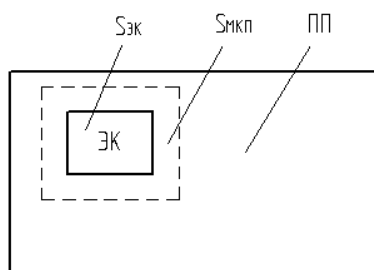


Рисунок 1 – Модель печатного узла

Таким образом, площадь ПП зависит как от размеров электронных компонентов, так и от задаваемых межкомпонентных промежутков. Используя выражение (4), можем получить искомую зависимость  $K_3$  от размеров ЭК с учетом задаваемых МКП.

Для этого, наряду с изменением установочной площади ЭК, что характеризует размеры самих электронных компонентов, будем изменять размеры промежутков между ними. Размеры межкомпонентных промежутков  $a$  установим одинаковыми со всех сторон для всех типоразмеров ЭК, при этом их площадь  $S_{МКП}$  будет разной, т.к. зависит от размеров ЭК. Таким образом, каждый электронный компонент представим в виде суммарной площади:

$$S_{\Sigma i} = S_{УСТi} + S_{МКПi}. \quad (5)$$

Для лучшего представления рассмотрим это на примере двух электронных компонентов (рис.2).

Получаем следующие площади ЭК с межкомпонентными промежутками для двух их значений размеров  $a$ :

ЭК1:  $S_{УСТ1}=16 \text{ мм}^2$ ;  $S_{\Sigma1}= 36 \text{ мм}^2$  ( $a_1=1 \text{ мм}$ );  $S_{\Sigma1} = 64 \text{ мм}^2$  ( $a_2=2 \text{ мм}$ );

ЭК2:  $S_{УСТ2}= 64 \text{ мм}^2$ ;  $S_{\Sigma2}= 100 \text{ мм}^2$  ( $a_1=1 \text{ мм}$ );  $S_{\Sigma2}= 144 \text{ мм}^2$  ( $a_2=2 \text{ мм}$ ).

Произведем расчет  $K_3$  по формуле (4) для печатной платы размером  $100 \times 100 \text{ мм}$ . С целью упрощения расчетов примем следующие допущения:

- введение МКП позволяет заполнять площадь ПП со стопроцентной плотностью, т.е. без других дополнительных потерь;
- ПП комплектуется электронными компонентами одного типоразмера.

С учетом этих допущений можем определить максимальное количество электронных компонентов, размещаемых на печатной плате:

$$n = S_{ПП} / S_{\Sigma i}, \quad (6)$$

где площадь ПП  $S_{ПП} = 10000 \text{ мм}^2$ .

Количество ЭК необходимо для определения их суммарной установочной площади  $\sum S_{УСТi}$ . Суммарная установочная площадь ЭК с межкомпонентными промежутками  $S_{\Sigma i}$  при принятом допущении совпадает с площадью самой печатной платы.

Результаты расчетов сведем в табл. 1.

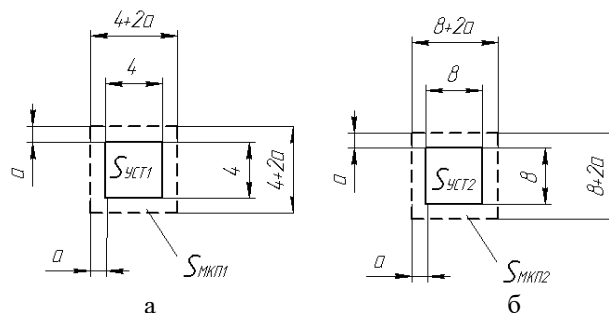


Рисунок 2 – Электронные компоненты с размерами  $a - 4 \times 4 \text{ мм}$  и  $b - 8 \times 8 \text{ мм}$

Таблиця 1.

Типорозмер ЭК	n для МКП		$\Sigma S_{уст}$ , мм <sup>2</sup> для МКП		$K_3$ для МКП	
	$a_1$	$a_2$	$a_1$	$a_2$	$a_1$	$a_2$
ЭК1	278	156	4448	2496	0,44	0,25
ЭК2	100	70	6400	4480	0,64	0,45

Из примера видно, что проявляется зависимость  $K_3$  от размеров ЭК, которую можно использовать для достижения цели работы – формализации определения размеров печатных плат. Этой же цели служит и установление зависимости  $K_3$  от размеров МКП для различных типоразмеров ЭК, которая также явно прослеживается.

#### 4 ЭКСПЕРИМЕНТЫ

С целью получения зависимостей  $K_3$  от установочной площади электронных компонентов проведем более полные исследования для таких значений переменных и ограничений:

– размеры межкомпонентных промежутков, мм:  $a = \{0,5; 1; 1,5; 2; 3; 5\}$ ;

– размеры электронных компонентов, мм:  $1 \times 1; 2 \times 2; 4 \times 4; 7 \times 7; 10 \times 10; 15 \times 15; 20 \times 20; 30 \times 30; 40 \times 40$ ;

– размеры ПП, мм:  $100 \times 100; 100 \times 220; 144,45 \times 280; 188,9 \times 280; 500 \times 500$ . Размеры печатных плат, кроме последнего, соответствуют стандарту МЭК 60297 [6, 7].

Ниже на рисунках 3–7 приведены полученные зависимости  $K_3$  от установочной площади электронных компонентов с учетом приведенных ограничений. Здесь цифрами 1–6 обозначены зависимости, соответствующие МКП, равным 0,5 мм; 1 мм; 1,5 мм; 2 мм; 3 мм; 5 мм.

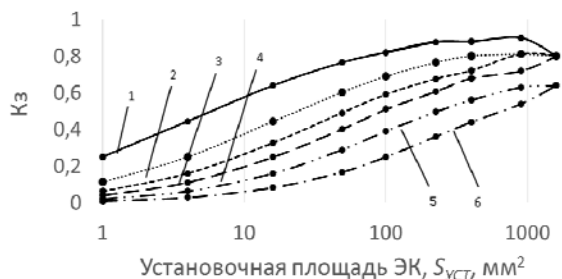


Рисунок 3 – Зависимости  $K_3$  для ПП размером  $100 \times 100$  мм

Приведенные зависимости не имеют важного практического значения по причине принятого ранее допущения о компоновке печатных плат ЭК одного типоразмера, что на практике является частным случаем, притом довольно редким. Однако они позволяют проследить тенденции изменений  $K_3$  от установочной площади ЭК, величины МКП и размеров ПП.

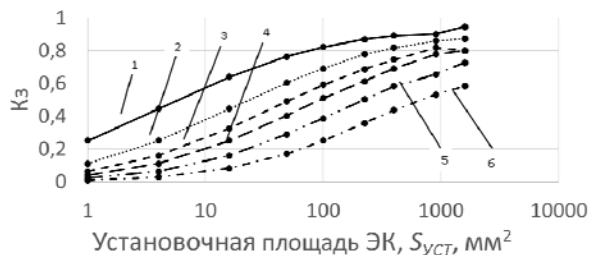


Рисунок 4 – Зависимости  $K_3$  для ПП размером  $100 \times 220$  мм

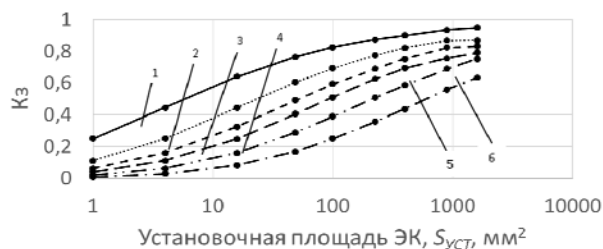


Рисунок 5 – Зависимости  $K_3$  для ПП размером  $144,45 \times 280$  мм

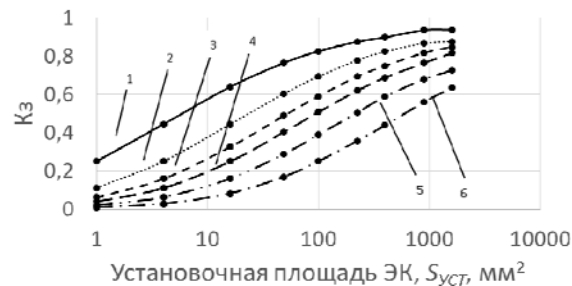


Рисунок 6 – Зависимости  $K_3$  для ПП размером  $188,9 \times 280$  мм

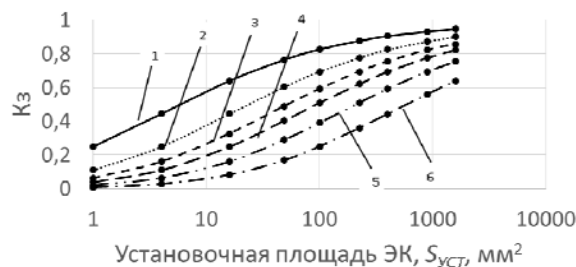


Рисунок 7 – Зависимости  $K_3$  для ПП размером  $500 \times 500$  мм

Анализируя их, можно сделать вывод, что на зависимости коэффициента заполнения от установочной площади ЭК практически не влияет размер ПП. Исключение составляет комбинация таких конструктивных исходных данных – минимальный размер ПП и максимальный типоразмер электронного компонента (рис. 3). Эта комбинация может быть крайне редкой, поэтому в дальнейшем не будем рассматривать влияние размеров ПП на зависимость  $K_3$  от установочной площади ЭК.

В реальных условиях на ПП располагается множество типоразмеров ЭК. С практической точки зрения необходимо получить зависимости  $K_3$  именно от установочной площади множества электронных компонентов, возможных для установки на печатных платах.

Для реализации таких зависимостей нужен другой подход.

Предлагается для реального печатного узла коэффициент заполнения определять по средним значениям установочной площади  $S_{уст\text{ср}}$  и суммарной площади  $S_{\Sigma\text{ср}}$  электронных компонентов. С этой целью формулу (4) с учетом зависимости (5) представим в следующем виде:

$$K_3 = \frac{S_{уст\text{ср}}}{S_{\Sigma\text{ср}}} \quad (7)$$

Для моделирования печатных плат с целью определения коэффициента заполнения будем брать множества наборов ЭК из девяти ранее приведенных типоразмеров.

Соответственно определяем входящие в эту формулу средние значения площадей:

$$S_{устр} = \frac{1}{n} (S_{уст1} \cdot n_1 + \dots + S_{устi} \cdot n_i + \dots + S_{устk} \cdot n_k) = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^k (S_{устi} \cdot n_i)_j, \quad (8)$$

$$n = \sum_{j=1}^k n_{ij},$$

$$S_{\Sigma ср} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{j=1}^k (S_{\Sigma i} \cdot n_i)_j. \quad (9)$$

Определяем зависимости коэффициента заполнения от средней площади набора ЭК для каждого МКП. Для получения аналитической зависимости проводим аппроксимацию этих данных. Для этого используем полиномиальную линию тренда пакета Microsoft Office Excel.

Определим коэффициент пропорциональности. Коэффициент пропорциональности, как определено было выше, зависит от следующих факторов:

- метода проектирования. Это наиболее часто применяемый в современных условиях функционально-узловой метод или другой, который не связан требованиями функциональной законченности, но в то же время должен обеспечивать конструктивную законченность электронных модулей. Второй метод будем называть просто узловым;

- количества функциональных узлов на одной ПП;
- функциональной емкости электронного модуля на основе печатной платы.

Второй и третий факторы по сути выражают одно и то же, при этом второй фактор является таким, который легко формализуется, поэтому ограничимся только им.

Если используется просто узловой метод без соблюдения требований функциональной законченности, то даже при наличии стандартных размеров ПП их можно компоновать электронными компонентами, представляющими часть функционально законченного узла или нескольких узлов в комбинации функционально законченных и незаконченных. В этом случае можно считать, что существенных ограничений для максимально эффективного заполнения печатных

плат электронными компонентами нет и соответственно принять  $K_{МП} = 1$ .

Другое дело соблюдение функциональной и конструктивной законченности, т.е. когда требуется выполнять компоновку функционально законченных узлов на ПП стандартных размеров. Суть проблемы заключается в том, что практически всегда неизбежны потери площади ПП, связанные с наличием противоречия – с одной стороны, набор ЭК, определяемый схемой электрической принципиальной и перечнем элементов, с другой – стандартные размеры печатных плат. И то, и другое изменять нельзя. В результате, в общем случае, получаем неполное заполнение площади печатной платы. Как определить  $K_{МП}$ , выражающий эти потери?

Предлагается сделать это следующим образом: в промежутках между стандартными значениями размеров ПП [13, 14] (см. табл. 2) равномерно установить промежуточные значения размеров по группам. Под группой следует понимать набор типоразмеров ПП, для которого ближайшим большим является один и тот же стандартный типоразмер. Путем сравнения промежуточных и стандартных размеров можем получить значения коэффициента пропорциональности. Учитывая тот факт, что сравнение удобнее проводить не по размерам, а по площадям, используем следующую зависимость для определения коэффициента пропорциональности:

$$K_{МПi} = \frac{S_{ППстр}}{S_{ППi}}. \quad (10)$$

В табл. 3 и табл. 4, соответственно по стандартам МЭК 60297 и 60917, приведены исходные данные и результаты расчета коэффициента пропорциональности по формуле (10) для наборов промежуточных размеров ПП относительно некоторых стандартных типоразмеров печатных плат.

## 5 РЕЗУЛЬТАТЫ

Результаты аппроксимации и полученные зависимости коэффициента заполнения от средней площади набора ЭК для каждого МКП приведены в табл. 5 и на рис. 8 в виде кривых 1–6.

Результаты проведенных экспериментов по определению коэффициента пропорциональности для наглядности восприятия табличной информации представлены на рис. 9 и 10 (соответственно по стандартам МЭК 60297 и 60917). На них изображены зависимости коэффициента пропорциональности от площади печатных плат.

Таблица 2.

Размеры стандартных ПП по МЭК 60297, мм	55,55×100	100×100	100×160	100×220	144,45×160	144,45×220	144,45×280	188,9×160
	188,9×220	188,9×280	233,35×160	233,35×220	233,35×280	322,25×160	322,25×220	322,25×280
Размеры стандартных ПП по МЭК 60917, мм	411,15×160	411,15×220	411,15×280	500,05×220	500,05×280			
	500,05×160	115×160	115×235	115×285	265×115	265×160	265×235	265×285
	415×160	415×235	415×285	565×160	565×235	565×285		

Таблиця 3.

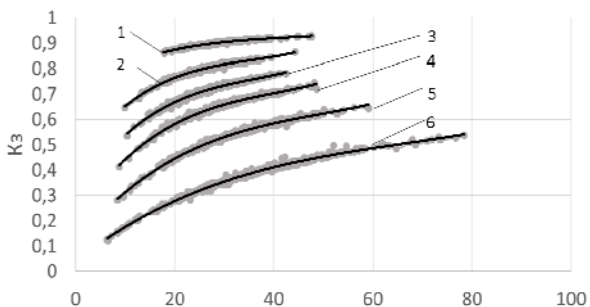
Обозначение типоразмера стандартной ПП	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Размеры стандартных ПП по МЭК 60297, мм	100 × 160	100 × 220	144,45 × 160	233,35 × 160	188,9 × 220	233,35 × 220	411,15 × 160	500,05 × 160	411,15 × 220	500,05 × 220
Площадь стандартной ПП, см <sup>2</sup>	160	220	302,2	373,4	415,6	513,4	657,8	800,1	904,5	1100
Площадь промежуточных типоразмеров ПП и коэффициент пропорциональности (K <sub>мп</sub> )	160 (1)	220 (1)	302,2 (1)	373 (1)	415,6 (1)	513,4 (1)	657,8 (1)	800,1 (1)	904,5 (1)	1100 (1)
	150 (1,07)	210 (1,05)	300 (1,01)	370 (1,01)	410 (1,01)	510 (1,01)	650 (1,01)	790 (1,01)	900 (1,01)	1080 (1,02)
	140 (1,14)	200 (1,1)	290 (1,04)	360 (1,04)	400 (1,04)	500 (1,03)	640 (1,03)	780 (1,03)	890 (1,02)	1060 (1,04)
	·	·	·	·	·	·	·	·	·	·
	110 (1,45)	170 (1,29)	230 (1,31)	310 (1,2)	380 (1,1)	420 (1,22)	520 (1,17)	660 (1,21)	810 (1,12)	910 (1,25)

Таблиця 4.

Обозначение типоразмера стандартной ПП	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Размеры стандартных ПП по МЭК 60917, мм	115 × 160	115 × 235	115 × 285	265 × 160	265 × 235	415 × 160	265 × 285	565 × 160	415 × 235	565 × 235
Площадь стандартных ПП, см <sup>2</sup>	184	270	327,7	420	620	664	755	904	975,2	1328
Площадь промежуточных типоразмеров ПП и коэффициент пропорциональности (K <sub>мп</sub> )	184 (1)	270 (1)	327,7 (1)	420 (1)	620 (1)	664 (1)	755 (1)	904 (1)	975,2 (1)	1328 (1)
	180 (1,02)	260 (1,04)	320 (1,02)	410 (1,03)	600 (1,04)	660 (1,01)	750 (1,01)	900 (1,004)	970 (1,01)	1320 (1,01)
	170 (1,08)	250 (1,08)	310 (1,06)	400 (1,06)	580 (1,07)	650 (1,02)	740 (1,02)	880 (1,03)	960 (1,02)	1300 (1,02)
	·	·	·	·	·	·	·	·	·	·
	130 (1,42)	190 (1,42)	280 (1,17)	330 (1,28)	430 (1,35)	630 (1,05)	670 (1,13)	760 (1,19)	910 (1,08)	1200 (1,11)

Таблиця 5.

Кривая на графике	МКП, мм	Уравнение аппроксимации
1	0,5	$y = 2 \cdot 10^{-6} \cdot x^3 - 0,0002 \cdot x^2 + 0,0117 \cdot x + 0,7225$
2	1	$y = 3 \cdot 10^{-6} \cdot x^3 - 0,0005 \cdot x^2 + 0,0215 \cdot x + 0,4878$
3	1,5	$y = 3 \cdot 10^{-6} \cdot x^3 - 0,0005 \cdot x^2 + 0,0237 \cdot x + 0,3538$
4	2	$y = 5 \cdot 10^{-6} \cdot x^3 - 0,0006 \cdot x^2 + 0,0292 \cdot x + 0,2081$
5	3	$y = 3 \cdot 10^{-6} \cdot x^3 - 0,0004 \cdot x^2 + 0,0233 \cdot x + 0,1166$
6	5	$y = 9 \cdot 10^{-7} \cdot x^3 - 0,0002 \cdot x^2 + 0,015 \cdot x + 0,0426$



Средняя установочная площадь наборов ЭК, мм<sup>2</sup>

Рисунок 8 – Графики зависимости коэффициента заполнения от средней площади ЭК (1, 2, 3, 4, 5 и 6 – кривые аппроксимации для МКП 0,5; 1; 1,5; 2; 3 и 5 мм соответственно)

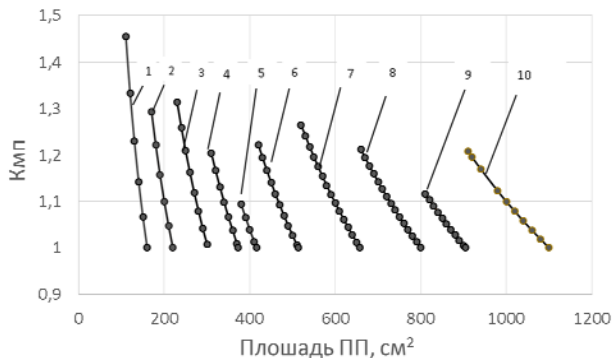


Рисунок 9 – Зависимости K<sub>мп</sub> от площади ПП в диапазоне стандартных типоразмеров 1–10, соответствующих публикации МЭК 60297

В дополнение следует отметить, что объединение двух и более функционально-законченных узлов на одной печатной плате может существенно изменить ее заполняемость, как в сторону улучшения, так и ухудшения, что количественно будет определяться значением коэффициента пропорциональности.

В таком случае K<sub>мп</sub> определяется аналогично, при этом объединение представляется как увеличения суммарной установочной площади электронных компонентов, соответствующей объединению узлов.



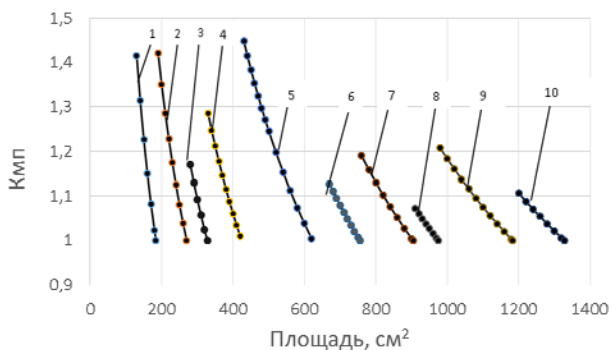


Рисунок 10 – Залежності  $K_{МП}$  від площі ПП в діапазоні стандартних типорозмірів 1–10, відповідних публікації МЭК 60917

Рассмотрим пример использования предложенного метода определения размеров печатной платы.

Исходными данными является схема электрическая принципиальная электронного модуля с перечнем элементов и соответственно установочные размеры электронных компонентов  $S_{уст}$ .

Размеры печатной платы являются производными от площади ПП, которая определяется по формуле (2). Для этого выполняем следующие действия.

1. Определяем суммарную установочную площадь электронных компонентов. Допустим,  $\Sigma S_{устi} = 290 \text{ см}^2$ .

2. Определяем коэффициент заполнения по графикам на рис.8 или, более точно, по формулам в табл. 5. Для этого необходимо принять величину межкомпонентного промежутка. Допустим  $a = 2 \text{ мм}$ , которому соответствует уравнение 4 для определения  $u$ , выражающего  $K_3$ . Для расчета необходимо определить значение  $x$  – среднюю установочную площадь наборов электронных компонентов  $S_{устер}$  по формуле (8). Допустим,  $x = 20 \text{ мм}$ . В результате расчета получаем  $K_3 = 0,592$ .

Если нет требований по использованию стандартного размера ПП, то по формуле (1) определяем площадь печатной платы, которая равна  $S_{ПП} = 489,9 \text{ см}^2$  и используется для определения размеров ПП.

3. Если есть требование по использованию стандартного размера печатной платы, то необходимо выбрать ближайшую большую площадь таковой и соответственно размеры.

В данном примере такая площадь равна  $S_{ППст} = 513,4 \text{ см}^2$ , которой соответствуют стандартные размеры ПП:  $(233,35 \times 220) \text{ мм}$  (табл. 3).

4. Используя табл. 3, определяем значение коэффициента пропорциональности, характеризующего потери площади ПП, который в данном случае равен  $K_{МП} = 1,05$ .

## 6 ОБСУЖДЕНИЕ

Полученные результаты в виде зависимостей коэффициента заполнения  $K_3$  (табл. 5, рис. 8) позволяют определять этот коэффициент для расчета площади печатных плат с учетом плотности расположения электронных компонентов, задаваемой величиной межкомпонентных промежутков, и размеров электронных компонентов, представляемых их средней

установочной площадью. Для сравнения, в других работах коэффициент заполнения рекомендуется принимать в определенных пределах значений без обоснования и привязки к внешним факторам, что существенно влияет на показатели точности определения размеров ПП.

Полученные результаты по определению коэффициента пропорциональности  $K_{МП}$  (рис. 9, 10) предложены впервые и ранее в других работах в части его учета для определения потерь площади ПП, связанной с использованием стандартных размеров печатных плат, не рассматривались. Кроме того, использование  $K_{МП}$  позволяет повысить эффективность установления стандартных размеров ПП.

## ВЫВОДЫ

В работе решена задача определения размеров печатных плат с учетом ряда факторов. **Научная новизна** полученных результатов состоит в следующем:

1. Получили дальнейшее развитие модель электронных модулей на основе печатных плат и метод для определения их размеров, в основе которого лежит установленная зависимость между коэффициентом заполнения  $K_3$  и установочной площадью электронных компонентов для разных значений плотности их расположения на печатной плате, что позволяет с минимальными затратами времени и повышением достоверности результатов определять размеры ПП на ранних стадиях проектирования в условиях ограниченных исходных данных.

2. Впервые посредством коэффициента пропорциональности  $K_{МП}$  установлена взаимосвязь между площадью, необходимой для проектируемого электронного модуля и потерями, связанными с выполнением требований стандартизации размеров печатных плат, что дает возможность рационально подходить к определению их размеров и обеспечению технологичности.

Практическая ценность предлагаемых решений состоит в их готовности к использованию на предприятиях, которые занимаются разработкой и производством электронной и радиоэлектронной аппаратуры, а также в учебном процессе университетов по соответствующим специальностям.

**Перспективы дальнейших исследований.** В рассматриваемом направлении для повышения эффективности проектирования печатных плат и узлов целесообразно продолжить исследования по таким вопросам:

1. Получение зависимостей коэффициента заполнения от средней площади электронных компонентов для других значений межкомпонентных промежутков.

2. Разработка метода, позволяющего на ранних стадиях проектирования ПП определять класс точности и количество слоев печатных плат.

## БЛАГОДАРНОСТИ

Авторы выражают благодарность Лазареву С. за разработку программного обеспечения, с помощью которого исследованы выведенные зависимости и получены необходимые расчеты и результаты.

## ЛІТЕРАТУРА / LITERATURE

1. Яншин А. А. Теоретические основы конструирования, технологии и надежности ЭВА / А. А. Яншин. – М. : Радио и связь, 1983. – 312 с.
2. Пирогова Е. В. Проектирование и технология печатных плат : учебник / Е. В. Пирогова. – М. : ФОРУМ: ИНФРА-М, 2005. – 560 с. ISBN 5-8199-0138-X. – ISBN 5-16-001999-5.
3. Основы проектирования электронных средств. Версия 1.0 [Электронный ресурс]: конспект лекций / [С. И. Трегубов, А. В. Сарафанов, А. А. Левицкий, В. Ю. Божко]. – Красноярск : ИПК СФУ, 2008. ISBN 978-5-7638-1351-7
4. Кофанов Ю. Н. Автоматизация проектирования ЭЭС. Топологическое проектирования печатных плат. Версия 1.0 [Электронный ресурс]: электрон. учеб. пособие / Ю. Н. Кофанов, А. В. Сарафанов, С. И. Трегубов. – Красноярск : ИПК СФУ, 2008. ISBN 978-5-7638-1350-0
5. Ефименко А. А. Поиск оптимальных размеров печатных плат для несущих конструкций электронных средств / А. А. Ефименко, А. П. Карлангач, С. Н. Лазарев // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2014. – № 5–6. – С. 3–9. DOI: 10.15222/ТКЕА2014.5-6.03
6. Petherbridge K. The origins and evolution of the PCB: a review / K. Petherbridge, P. Evans, D. Harrison // Circuit World. – 2005. – Vol. 31, No. 1. – P. 41–45. <https://doi.org/10.1108/03056120510553211>
7. Ефименко А. А. Анализ несущих конструкций 19-двоймовой и метрической систем для электронных средств / А. А. Ефименко, А. П. Карлангач // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2015. – № 5–6. – С. 9–13. DOI: 10.15222/ТКЕА2015.5-6.09
8. Tan Yan Recent research development in PCB layout / Tan Yan, Martin D. F. Wong // 2010 IEEE/ACM International Conference on Computer-Aided Design (ICCAD). – San Jose, CA, USA. – 7–11 Nov. 2010. DOI: 10.1109/ICCAD.2010.5654190
9. Ефименко А. А. Несущие конструкции с повышенными компоновочными характеристиками / А. А. Ефименко, А. П. Карлангач // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2016. – № 4–5. – С. 23–27. DOI: 10.15222/ТКЕА2016.4-5.23
10. Downsizing an automotive junction box based on large current-carrying printed-circuit board optimization / [Lim Hansang, Jung Do-Hwan, Kwon Geono et al.] // First Published July 21, 2016 Research Article <https://doi.org/10.1177/0954407016657498>
11. Ефименко А. А. Проектування електронних модулів із гнучкою структурою друкованих плат / А. А. Ефименко, О. П. Карлангач, В. В. Скоченний // Вчені записки Таврійського національного університету ім. В. І. Вернадського. Серія: Технічні науки. – 2018. – Том 29 (68), № 1, Частина 1. – С. 32–39.
12. Embedded passive components and PCB size – thermal effects / [Stubbs D. M., Pulko S. H., Wilkinson A. J. et al.] // Microelectronics International. – 2000. – Vol. 17, No. 2. – P. 7–10. <https://doi.org/10.1108/13565360010332372>
13. IEC 60297-3-101(2004) Mechanical structures for electronic equipment – Dimensions of mechanical structures of the 482,6 mm (19 in) series – Part 3–101: Subracks and associated plug-in units.
14. IEC 60917-2-2(1994). Modular order for the development of mechanical structures for electronic equipment practices – Part 2: Sectional specification; interface co-ordination dimensions for the 25 mm equipment practice; section 2: Detail specification; dimensions for subracks, chassis, backplanes, front panels and plug-in units.

Received 29.05.2019.  
Accepted 17.02.2020.

УДК 621.38.001.66

### МОДЕЛЬ І МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ РОЗМІРІВ ДРУКОВАНИХ ПЛАТ З УРАХУВАННЯМ БЕЗЛІЧІ ФАКТОРІВ

Ефименко А. А. – д-р техн. наук, доцент, завідувач кафедри ЕЗІКТ, Одеський національний політехнічний університет, Одеса, Україна.

Карлангач О. П. – ст. викл. кафедри ЕЗІКТ, Одеський національний політехнічний університет, Одеса, Україна.

#### АНОТАЦІЯ

**Актуальність.** Визначення розмірів друкованих плат є важливим етапом в процесі проектування електронної та радіоелектронної апаратури, так як від правильного їх визначення залежать як показники якості і надійності функціонування, так і економічні та експлуатаційні показники. Незважаючи на достатню кількість робіт, присвячених цим питанням, не існує методів, які б об'єктивно враховували всю безліч факторів, що впливають на розміри, і при цьому були б зручними для використання. Тому, на практиці використовується досвід розробників, а також відомі вимоги та обмеження до проектованої апаратури. Однак такий підхід не призводить до оптимальних результатів при визначенні розмірів друкованих плат.

**Метою роботи** є створення моделі електронних модулів на основі друкованих плат і методу для визначення їх розмірів, і, зокрема коефіцієнта заповнення, з урахуванням безлічі діючих факторів і застосування стандартних розмірів друкованих плат.

**Метод.** Метод визначення розмірів друкованих плат враховує вплив установлювальної площі електронних компонентів і коефіцієнта заповнення, який відрізняється тим, що встановлена залежність  $K_3$  від розмірів електронних компонентів і площі їх розташування на друкованій платі, а також залежність вводимого коефіцієнта пропорційності від площі друкованих плат при використанні їх стандартних розмірів.

**Результати.** Створена модель електронних модулів на основі друкованих плат і методу для визначення їх розмірів, який дозволяє з мінімальними витратами визначати розміри друкованих плат на ранніх стадіях проектування в умовах обмежених вихідних даних, а також обмежень по типорозмірах друкованих плат, що встановлюються відповідними стандартами та іншими нормативними документами.

**Висновки.** В результаті теоретичних досліджень вирішена важлива науково-практична проблема підвищення ефективності проектування друкованих плат: отримали подальший розвиток модель і метод визначення розмірів друкованих плат з урахуванням безлічі факторів, що визначають їх площу і розміри. В основі методу лежить встановлена залежність між коефіцієнтом заповнення і установлювальною площею електронних компонентів для різних значень щільності їх розташування на друкованій платі. Це дозволяє з мінімальними витратами часу визначати розміри друкованих плат. Також встановлений взаємозв'язок між площею, необхідною для проектованого електронного модуля і витратами, пов'язаними з вимогами використання стандартних типорозмірів друкованих плат і вираженими коефіцієнтом пропорційності.

Практична цінність отриманих результатів полягає в їх готовності до використання розробниками для визначення розмірів друкованих плат, що продемонстровано відповідним прикладом.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** розміри друкованих плат, компоновальні характеристики, електронний модуль, коефіцієнт заповнення.

UDC 621.38.001.66

#### MODEL AND METHOD OF DETERMINATION PCB SIZES ACCOUNTING MANY FACTORS

**Yefimenko A. A.** – Dr. Sc., Associate Professor, Head of ESICT Department, Odessa National Polytechnic University, Odessa, Ukraine.

**Karlangach A. P.** – Senior Lecturer of ESICT Department, Odessa National Polytechnic University, Odessa, Ukraine.

#### ABSTRACT

**Context.** The determination of the size of printed circuit boards is an important step in the design process of electronic and radio-electronic equipment, since its correct determination affects on both characteristics of quality and operational reliability, as well as economic and performance characteristics. In spite of multitude works devoted to these questions, there are no methods that objectively consider all multitude factors that affect the sizes, and at the same time are convenient to use. Therefore, in practice, the experience of developers is used, as well as the well-known requirements and limitations for the designed equipment. However, this approach does not lead to optimal results when determining the dimensions of printed circuit boards.

**Objective.** The aim of the work is to create a model of electronic modules based on printed circuit boards and a method for determining their sizes, and in particular fill factor, taking into account multitude acting factors and the application of standard sizes of printed circuit boards.

**The method** for determining the size of PCBs takes into account the influence of the installation area of electronic components and the duty cycle, which is distinguished by the fact that the dependence of the short circuit on the dimensions of electronic components and their density on the printed circuit board is established, as well as the dependence of the input proportionality coefficient on the area of printed circuit boards when using their standard sizes.

**Results.** Created the model of electronic modules based on printed circuit boards and a method for determining their sizes, which allows with minimum costs to determine the size of printed circuit boards at an early stages of design with limited initial data, as well as restrictions on the standard sizes of printed circuit boards established by corresponding standards and other regulatory documents.

**Conclusions.** As a result of theoretical studies was solved an important scientific and practical problem of increasing the efficiency of printed circuit boards design: the model and method for determining the dimensions of printed circuit boards were further developed taking into account many factors determining their area and sizes. The method are based on the established dependency between the fill factor and the installation area of electronic components for different values of the density of their placement on the printed circuit board. This allows to determine the size of printed circuit boards with minimal time.

Interconnection has also been established between the area required for the designed electronic module and the losses associated with the requirements for using standard types of printed circuit boards and expressed by the coefficient of proportionality.

The practical value of the got results is in their readiness for use by developers to determine the size of printed circuit boards that is demonstrated by the corresponding example.

**KEYWORDS:** PCB size, layout characteristics, electronic module, fill factor.

#### REFERENCES

1. Yanshin A. A. Teoreticheskie osnovy konstruirovaniya, tehnologii i nadezhnosti EVA. Moscow, Radio i svyaz, 1983, 312 p.
2. Pirogova E. V. Proektirovanie i tehnologiya pechatnykh plat: Uchebnik. Moscow, FORUM, INFRA-M, 2005, 560 p. ISBN 5-8199-0138-X. – ISBN 5-16-001999-5
3. Tregubov S. I., Sarafanov A. V., Levitskiy A. A., Bozhko V. Yu. Osnovyi proektirovaniya elektronnykh sredstv. Versiya 1.0 [Elektronnyy resurs]: konspekt lektsiy. Krasnoyarsk, IPK SFU, 2008. ISBN 978-5-7638-1351-7
4. Kofanov Yu. N., Sarafanov A. V., Tregubov S. I. Avtomatizatsiya proektirovaniya RES. Topologicheskoe proektirovaniya pechatnykh plat. Versiya 1.0 [Elektronnyy resurs]: elektron. ucheb. posobie. Krasnoyarsk, IPK SFU, 2008. ISBN 978-5-7638-1350-0
5. Yefimenko A. A., Karlangach A. P., Lazarev S. N. Poisk optimalnykh razmerov pechatnykh plat dlya nesushih konstruktsiy elektronnykh sredstv, *Tehnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature*, 2014, No. 5–6, pp. 3–9. DOI: 10.15222/TKEA2014.5-6.03
6. Petherbridge K., Evans P., Harrison D. The origins and evolution of the PCB: a review, *Circuit World*, 2005, Vol. 31, No. 1, pp. 41–45. <https://doi.org/10.1108/03056120510553211>
7. Yefimenko A. A., Karlangach A. P. Analiz nesushih konstruktsiy 19-dyujimovoy i metricheskoj sistem dlya elektronnykh sredstv, *Tehnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature*, 2015, № 5–6, pp. 9–13. DOI: 10.15222/TKEA2015.5-6.09
8. Tan Yan, Martin D. F. Wong. Recent research development in PCB layout, *2010 IEEE/ACM International Conference on Computer-Aided Design (ICCAD)*. San Jose, CA, USA, 7–11 Nov. 2010. DOI: 10.1109/ICCAD.2010.5654190
9. Yefimenko A. A., Karlangach A. P. Nesushie konstruktsii s povyshennymi komponovochnymi karakteristikami, *Tehnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature*, 2016, №4–5, pp. 23 – 27. DOI: 10.15222/TKEA2016.4-5.23
10. Hansang Lim, Do-Hwan Jung, Geono Kwon, Young Jong Lee, Jun Seo Park. Downsizing an automotive junction box based on large current-carrying printed-circuit board optimization, *First Published July 21, 2016 Research Article* <https://doi.org/10.1177/0954407016657498>
11. Yefimenko A. A., Karlangach O. P., Skonechnij V. V. Proektuvannya elektronnykh moduliv iz gnuchkoyu strukturoyu drukovanih plat, *Vcheni zapiski Tavrijskogo nacionalnogo universitetu im. V.I. Vernadskogo. Seriya: Tehnichni nauki*, 2018, Tom 29 (68), No. 1, Chastina 1, pp. 32 – 39.
12. Stubbs D. M., Pulko S. H., Wilkinson A. J., Wilson B., Christiaens F., Allaert K. Embedded passive components and PCB size – thermal effects, *Microelectronics International*, 2000, Vol. 17, No. 2, P. 7–10. <https://doi.org/10.1108/13565360010332372>
13. IEC 60297-3-101(2004) Mechanical structures for electronic equipment Dimensions of mechanical structures of the 482,6 mm (19 in) series. Part 3–101: Subracks and associated plug-in units.
14. IEC 60917-2-2(1994). Modular order for the development of mechanical structures for electronic equipment practices – Part 2: Sectional specification; interface co-ordination dimensions for the 25 mm equipment practice; section 2: Detail specification; dimensions for subracks, chassis, backplanes, front panels and plug-in units.

## A CIRCULAR SHAPED MULTIBAND SEMI-COMPOUND RECONFIGURABLE ANTENNA WITH FREQUENCY AND PATTERN DIVERSITY FOR WIRELESS APPLICATIONS

**Pandurangaiah Y.** – Professor, Head of the Department of Electronics and Communication Engineering, Vardhaman College of Engineering, Hyderabad, Telangana, India.

**Satyanarayana R.V.S.** – Dr., Professor of the Department of Electronics and Communication Engineering, Sri Venkateswara University, Tirupati, India.

### ABSTRACT

**Context.** The problem of achieving multi band functionality and two or more reconfiguration capabilities by using a single antenna for diversified Wireless communication applications. The objective of the work is to model a prototype that combines the above functionalities.

**Objective.** The major goal of the work is to produce a very efficient and compact antenna satisfying all the requirements for wireless applications combining semi compound reconfigurability and multi-band functionality for Wireless communication applications.

**Method.** This paper reports design and investigations on a planar multi-band frequency- and pattern-circular shaped reconfigurable antenna by the use of PIN diodes. It consists of symmetrically placed, seven PIN diodes on each half of the circle cutting the longitudinal axis. By changing the controlled activation of the slots placed on a circular disk which is fed by Coplanar Waveguide feed, the required reconfiguration mechanism is achieved. The antenna can be operated in 8 different modes by the use of 15 PIN diodes. A beam shape pattern reconfigurability is achieved by operating the antenna in all the modes. The basic antenna is a circular disk without slots and is designed to operate at 2.4GHz. Frequency reconfigurability is achieved by changing the overall electrical length of the slot by activating the switches in appropriate positions in different operating modes. Pattern reconfigurability is achieved by maintaining the same overall electrical length in each operating mode but changing the switch positions orient in a particular direction in each half of the circle.

**Results.** The model has been developed and investigative simulations were carried out using Ansys HFSS.

**Conclusions.** The proposed antenna resonates at three frequencies 2.2GHz, 4.98GHz and 5.72GHz when operated in pattern reconfigurability mode. A simultaneous frequency reconfigurability along with pattern is achieved with more (at 6.2GHz, 8.2GHz and 9GHz) or less number of new frequency bands (at 7.1GHz) than pattern reconfiguration mode. The area of the antenna occupied is 40 X 60 mm<sup>2</sup>. An acceptable gain is obtained in all of the operating modes. The prototype of the designed antenna has been developed and the simulation results have been verified experimentally.

**KEYWORDS:** Frequency diversity, Pattern diversity, Reconfigurable antennas, PIN diodes, Circular patch, RF switch, Gain.

### ABBREVIATIONS

CPW is a Coplanar Waveguide;  
MIMO is a Multi-Input-Multi-Output;  
EM is an Electromagnetic;  
PIN is a p-type-Intrinsic-n-type;  
HFSS is a High Frequency Structure Simulator;  
FEM is a Finite Element Method;  
Wi-Fi is a Wireless Fidelity;  
Wi-MAX is a Worldwide Interoperability for Microwave Access;  
WLAN is a Wireless Local Area Network;  
IEEE is an Institute of Electrical and Electronics Engineers.

### NOMENCLATURE

$\theta$  is an Elevation angle;  
 $\varphi$  is an Azimuth angle;  
 $f_r$  is a Resonant frequency;  
 $\epsilon_r$  is a Relative Permittivity;  
 $\mu_r$  is a Relative Permeability;  
 $a_e$  is an effective radius.

### INTRODUCTION

Today's modern wireless and electronic communication systems require multifunctional, compact, smart an-

tennas that can adapt to varying system requirements. These requirements are not met by fixed performance antennas whose fundamental properties like frequency, polarization and pattern characteristics are fixed. In this context there are two types of antennas.

1) Reconfigurable antennas which have the ability to dynamically meet such adaptable service requirements [1]. Several antennas have been reported which have single reconfiguration capability i.e., either in frequency [2], polarization [3] or pattern [4] accordingly the antennas are frequency, polarization and pattern reconfigurable antennas.

2) Multiband antennas that can meet the challenges like miniaturize circuit dimension while maintaining transmission performance, including multiple operation bands, low cost, high efficiency, wide bandwidth and acceptable gain, are proved to be common solutions. Recently there are many developments made in the designing the antennas with two or more reconfiguration capabilities; combining frequency – polarization, polarization – pattern, frequency – pattern reconfigurations called as compound reconfigurable antennas.

The reconfigurable antennas and multi band antennas offer a good solution to meet the fixed performance antennas problem.

**The major object of study** to design an antenna combining multi-band functionality and two function reconfigurability in order to produce a very efficient and compact antenna satisfying all the requirements.

**The subject of study** is reconfiguration method deploying slots and PIN diodes for changing the electrical length and the surface current distributions that in turn produce the change in frequency, polarization or pattern.

**The purpose of the work** is to make use of a single antenna which is compact in size serving multiple requirements for major wireless service applications.

## 1 PROBLEM STATEMENT

An antenna with slotted aperture has to be used for obtaining multi-band characteristics. Also, by adding or removing part of the antenna length through means of PIN diodes, the effective length of the antenna can be changed and hence it's operating frequency. By changing the course of direction of flow of current using PIN switches there by intentionally modifying the spherical distribution of radiation, pattern reconfiguration is achieved.

## 2 REVIEW OF THE LITERATURE

A folded slot monopole antenna with quad band [5], a meandered folded monopole antenna with extended staircase and F-shaped arms [6] that operates at five frequency bands have been reported. Antennas combining two or more diversity features support individual selection of frequency and radiation characteristics at varying degrees [7–8]. Moreover, pattern reconfiguration has received much attention because of their diversity functions in radiation patterns that enhances the performance of wireless communication systems. One of the techniques to achieve diversity in pattern is to reconfigure the beam shape which can be used to improve the system capacity and quality of the link [9–11].

Very less work is done in the area of multi-band reconfigurable antennas [12–14]. In [12], the authors developed a wideband and multi band frequency reconfigurable antenna using PIN and varactor diodes which are regulated by integrated microcontroller controlled embedded biasing network. In [13], the authors demonstrated by placing four identical slots on the radiating patch and two slots on the ground structure, the antenna can radiate at 10 narrow frequency bands. In [14], a reconfigurable multiband CPW fed planar patch MIMO array antenna operating in three operating modes is proposed. In [15], an extended U-slot patch antenna with shutter shaped slots on the ground plane is designed for multiband polarization reconfigurability. The authors in [16], presented a single feed annular ring slot reconfigurable antenna using five PIN diodes to produce frequency and polarization diversities.

## 3 MATERIALS AND METHODS

The geometrical configuration of the proposed multi-band frequency and pattern reconfigurable antenna is shown in Fig. 1. The antenna is designed on low cost FR4-Epoxy material with dielectric constant  $\epsilon_r = 4.4$ , loss

tangent  $\tan \delta = 0.02$  and thickness  $t=1.6\text{mm}$ . The area occupied by the antenna is  $40 \times 60 \text{ mm}^2$ .

The main structure of the antenna consists of a circular disk which is designed to operate at 2.4GHz following the design guidelines given by (1), (2) [17]:

$$f_r = \frac{1.84118c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r \mu_r}}, \quad (1)$$

$$a_e = a \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left\{ \ln\left(\frac{\pi a}{2h}\right) + 1.7723 \right\}}. \quad (2)$$

Where  $\mu_r=1$  in this case, 'c' is the velocity of the light, 'a' is the actual radius of the circular patch and 't' is the thickness of the substrate. The actual radius 'a' calculated from the above formula of the circular patch which resonates at 2.4GHz is 24mm but due to introduction of rectangular slots at the edges, the radius is reduced by 1.7 times ( $\approx 14\text{mm}$ ). The other dimensions of the antenna are listed in Table 1. A coplanar waveguide feeding is used to excite the antenna because of it's many advantages over the conventional microstrip line, such as simple fabrication, wide impedance bandwidth, easy surface mounting for series and shunt devices, and low radiation [18].

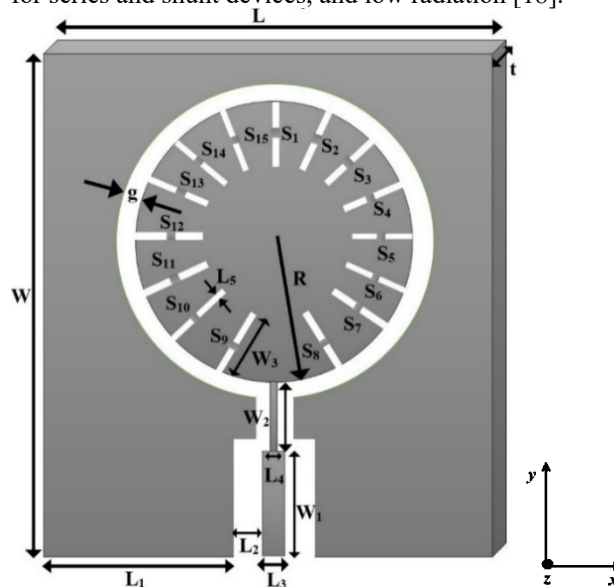


Figure 1 – Geometrical layout of the proposed multi-band Frequency and Pattern Reconfigurable Antenna

A strip of length  $W_2$  and width  $L_4$  is used as impedance matching stub between the feed and the circular patch to improve the radiation characteristics of the antenna. In order to have multi band operation, slotting technique is employed in the design. Rectangular slots of equal length 7mm and width 1mm are placed at every  $22.5^\circ$  angle position starting from feed point on the circular disk as shown in Fig. 1. In order to achieve reconfigurability, 15 switches ( $S_1$ – $S_{15}$ ) as shown in Fig. 1 were placed at center position on each slot connecting them. The various operating modes are shown in Table 2. PIN diodes are employed to have switching mechanism.

At RF frequencies, PIN diodes behave as a variable resistor, with equivalent circuit model for ON/OFF states, as shown in Fig. 2. Both the ON and OFF states have a package inductance  $L_S$ . The equivalent circuit for the ON state (forward biased) as shown in Fig. 2a has a low resistance  $R_S$  which contributes to insertion loss. The equivalent circuit for the OFF state (reverse biased) as shown in Fig. 2b has parallel combination of reverse bias resistance  $R_P$  and total capacitance  $C_T$ , which contributes to the isolation. The biasing circuit to make the switches active and inactive is shown in Fig. 2c.

Table 1 – Optimized Geometrical Parameters of the proposed Reconfigurable Antenna

Parameter	Dimension (mm)	Parameter	Dimension (mm)
L	40	$L_3$	3.0589
W	60	$L_4$	0.5345
t	1.6	$L_5$	1.0
R	14	$W_1$	15.8071
g	2.0	$W_2$	8.3554
$L_1$	16.4706	$W_3$	7.0
$L_2$	2.0	$\epsilon_r$	4.4

Table 2 – Different Switch configurations of the proposed Reconfigurable Antenna

Configuration	Switch Position	Switch status	Type of Reconfigurability
$C_1$	$S_1-S_{15}$	OFF	Frequency and Pattern
$C_2$	$S_1-S_{15}$	ON	Frequency and Pattern
$C_3$	$S_7, S_8, S_{14}, S_{15}$	ON	Pattern
$C_4$	$S_2, S_3, S_9, S_{10}$	ON	Pattern
$C_5$	$S_1, S_5, S_{12}$	OFF	Frequency and Pattern
$C_6$	$S_3, S_7, S_{10}, S_{14}$	OFF	Frequency and Pattern
$C_7$	$S_1, S_3$	OFF	Frequency and Pattern
	$S_5, S_7$	OFF	
	$S_{10}, S_{12}, S_{14}$	OFF	
$C_8$	$S_2, S_4, S_6, S_8$	ON	Frequency and Pattern
	$S_9, S_{11}, S_{13}, S_{15}$	ON	

In this design, the PIN diode is modelled in HFSS using two series lumped RLC boundary conditions, as shown in Fig. 3, where the first part of RLC boundary is L and second is either  $R_S$  for the ON state or a parallel combination of  $R_P$  and  $C_T$  for the OFF state. This way of modelling is used to achieve robustness in terms of reconfiguration between different frequency bands.

In this diode model, the ON state lumped parameter values are chosen to be  $R_S = 1\Omega$ ,  $L_S = 0.7nH$  and OFF state values are chosen as  $R_P = 2k\Omega$ ,  $C_T = 0.3pF$ . These values are chosen according to the datasheet of the PIN diode SMP1340-079LF from Skyworks Solutions.

When all the switches are OFF, the antenna is set to operate in  $C_1$ , the antenna resonates at four fundamental frequencies namely 2.3GHz, 4.9GHz, 5.28GHz and 5.55GHz and when all the switches were made ON in configuration  $C_2$ , the antenna resonates at 2.4GHz,

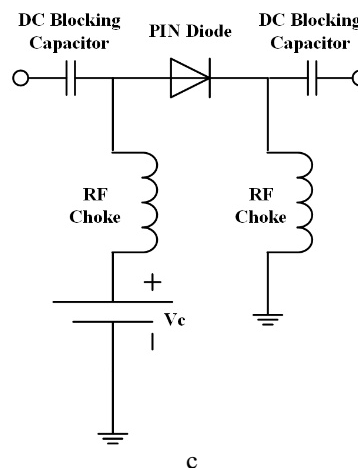
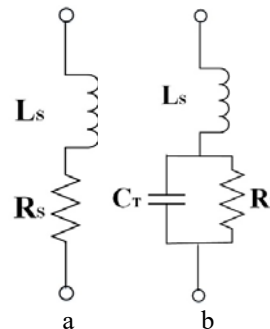


Figure 2 – PIN diode equivalent circuit (a) ON state (b) OFF state. (c) Bias Circuit

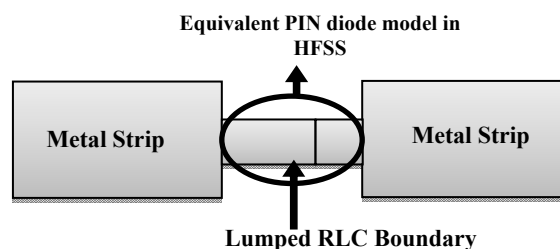


Figure 3 – Modelling of PIN diode in HFSS

4.6GHz, 6.2GHz, 8.2GHz and 9.0GHz. It is observed that there is change in the radiation pattern in elevation plane by  $30^\circ$  at first fundamental frequency. Hence the antenna is said to have simultaneous frequency and pattern reconfiguration when operated in  $C_1$  and  $C_2$ . In  $C_3$ , when the switches at  $22.5^\circ$  and  $45^\circ$  position of the bottom right half of circular disk ( $S_7, S_8$ ) and top left half of circular disk ( $S_{14}, S_{15}$ ) are activated as shown in Fig. 4 a, the antenna exhibits triple band resonating at 2.3GHz, 4.29GHz and 5.55GHz. In  $C_4$ , when the switches in opposite direction to that of  $C_3$  i.e., ( $S_2, S_3$ ) and ( $S_9, S_{10}$ ) are activated as shown in Fig. 4b, the antenna resonates at the similar frequencies but there is a change in radiation pattern direction in elevation plane. Hence the antenna is said to exhibit multi-band pattern reconfigurability when it is reconfigured from  $C_3$  to  $C_4$ . Likewise, in  $C_5$ , when the switches at  $22.5^\circ$  and  $45^\circ$  positions are turned to ON state as shown in Fig. 4c, it operates at 5 bands and in  $C_6$ , the switches at  $22.5^\circ$  and  $90^\circ$  positions are activated to make the antenna

change its radiation pattern when operated from  $C_5$  to  $C_6$ . This is shown in Fig. 4d. In this configuration, the antenna operates at only two bands centred at 2.34GHz and 7.11GHz. Hence the antenna can able to switch between frequency and pattern when it is reconfigured from  $C_5$  to  $C_6$ . When it is reconfigured to  $C_7$  i.e., when switches at  $45^\circ$  and  $90^\circ$  positions were made ON as shown in Fig. 4e, it is observed that there is a change in number of bands and the frequencies with change in radiation pattern. It operates at 2.3GHz, 4.2GHz and 5.05GHz with good return loss at 2.3GHz compared to other frequencies. Hence it shows simultaneous frequency and pattern reconfiguration when it is reconfigured from any of the above configurations. Alternatively, when switches at all  $22.5^\circ$  positions were made ON as in Fig. 4f, there is a shift in the second and third frequency bands when compared with  $C_7$  to 5GHz and 7.1GHz respectively having first resonant mode unchanged. The pattern shape changes from directional to dipole like pattern when antenna is reconfigured from  $C_7$  to  $C_8$ .

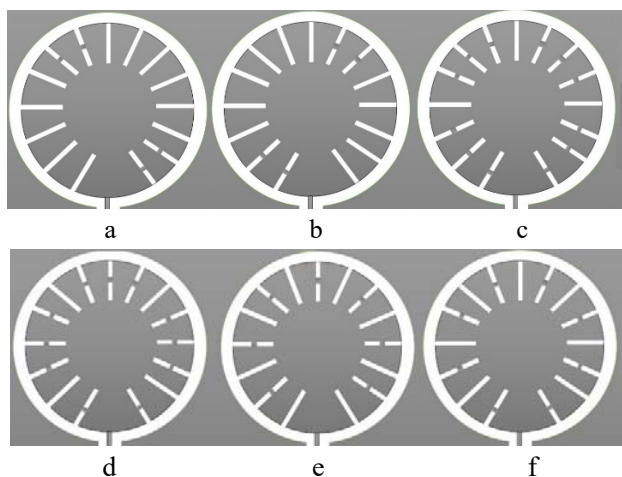


Figure 4 – Antenna operating in  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$ ,  $C_6$ ,  $C_7$  and  $C_8$  configurations

#### 4 EXPERIMENTS

The numerical optimizations have been performed to achieve the desired resonant frequencies using commercial EM simulator HFSS Version 17.0 which is based on Finite Element Method (FEM) numerical technique.

It has been observed that frequency and pattern switching of the proposed multi band reconfigurable antenna is obtained by positioning PIN diodes as switch on the slot. The proposed antenna is reconfiguring simultaneously in frequency and pattern when operated in ( $C_1$ ,  $C_2$ ), ( $C_5$ ,  $C_6$ ) and ( $C_7$ ,  $C_8$ ) configurations. The frequency is reconfigured in S, C and X frequency bands with resonant frequencies from 2.3 to 9.6 GHz respectively. Fig. 5a, Fig. 5c and Fig. 5d show the return loss graphs for switching configurations  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_5$ ,  $C_6$ ,  $C_7$  and  $C_8$ . The pattern reconfiguration is observed when the proposed antenna is reconfigured in  $C_3$ ,  $C_4$  configuration modes which is shown in Fig. 5b.

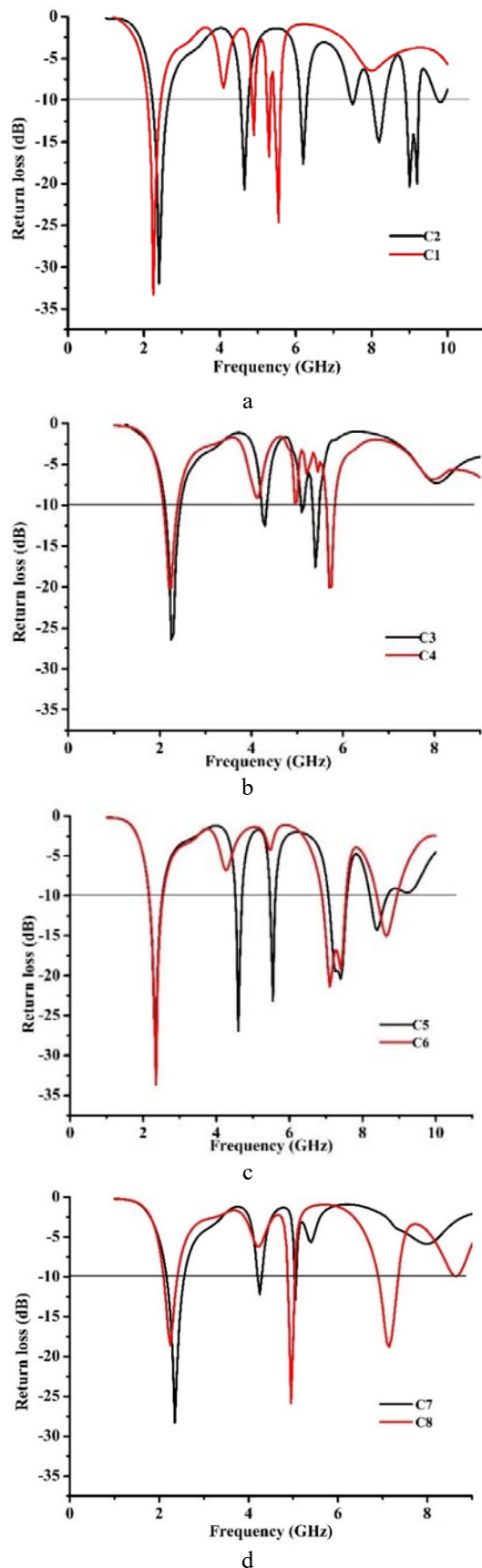


Figure 5 – Return Loss graphs of the proposed multi band reconfigurable antenna operating in all configurations: a –  $C_1$ ,  $C_2$ ; b –  $C_3$ ,  $C_4$ ; c –  $C_5$ ,  $C_6$ ; d –  $C_7$ ,  $C_8$

### 5 EXPERIMENTS AND RESULTS

The prototype of the proposed reconfigurable antenna is fabricated on a low cost FR4 substrate with dielectric constant 4.4 and thickness 1.6mm and tested in order to validate the above simulated results. The photograph of the prototype antenna used for the measurement is shown in Fig. 6. The proposed antenna is configured in all operating modes using PIN diodes as mentioned in Section 3. All the return loss measurements were taken using R&S ZVA24 Vector Network Analyzer which operates in the range 10MHz-24GHz. The simulated and measured reflection coefficients  $S_{11}$  of the proposed reconfigurable antenna for all the operating modes are shown in Fig. 7. The quantitative values of the measured results are tabulated in Table 4. The measured results agree with simulated results with small variations in the resonant frequencies. These minimum variations of about 0.02% is observed at 4.3GHz in case 3 and maximum deviation of about 5.1% is obtained in case 4 at 2.3GHz frequency.



Figure 6 – Developed prototype of the proposed multi-band reconfigurable antenna

The radiation pattern measurements have been carried out in the anechoic chamber. The model of the measurement facility is given in Fig. 8. The measured radiation patterns in azimuth ( $xy$ -plane  $\theta=0^\circ$ ;  $\theta=90^\circ$ ) and elevation ( $xz$ - plane  $\varphi=0^\circ$ ;  $yz$ - plane  $\varphi=90^\circ$ ) cuts for different operating modes are shown in Table 3.

Table 4 summarize the corresponding measured frequency band of resonant frequency at all switching configurations. The simulated returns loss for all the switching configurations are below  $-10\text{dB}$ . The obtained maximum gain at these resonant frequencies is also tabulated for each antenna configuration.

A highest bandwidth of 660MHz is obtained with resonant frequency of 7.1GHz when the antenna is operated with PIN diode configuration  $C_6$ . The narrowband functionality of the proposed antenna offers virtual antenna size reduction. Further it is observed that the proposed frequency reconfigurable antenna can be used for S- & C-band based Wi-Fi and WiMAX applications.

Each band of the proposed antenna when operated in different configurations with acceptable gain ( $\text{gain} > 2\text{dB}$ ) can be used in several wireless applications like IEEE 802.16 WiMAX 2.3GHz (2.3–2.4GHz), IEEE 802.11b/g Wi-Fi

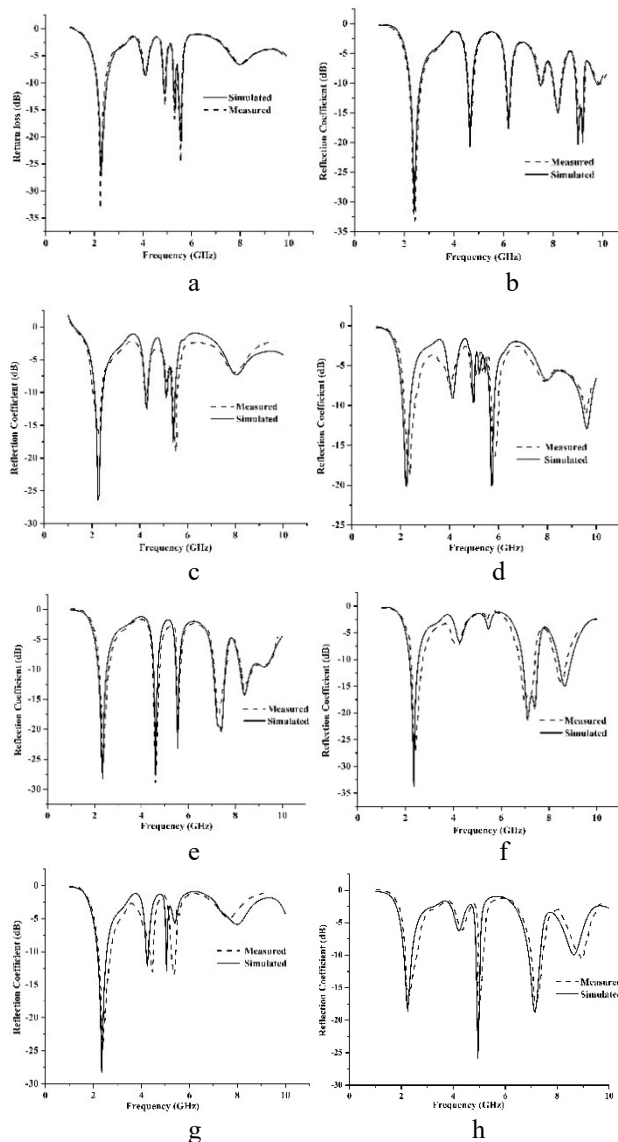


Figure 7 – Measured and Simulated Return Loss operating in all configurations: a –  $C_1$ ; b –  $C_2$ ; c –  $C_3$ ; d –  $C_4$ ; e –  $C_5$ ; f –  $C_6$ ; g –  $C_7$ ; h –  $C_8$

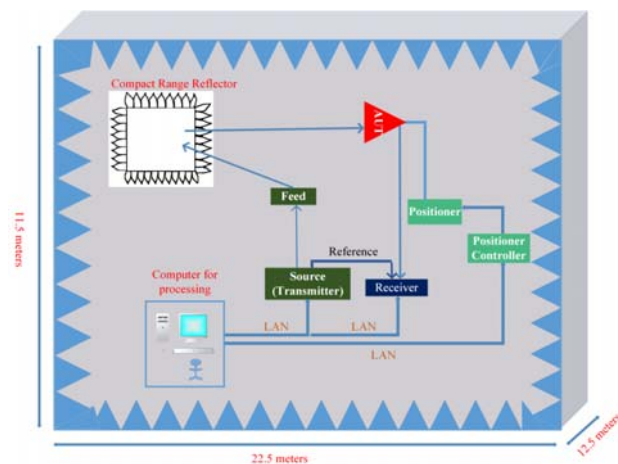


Figure 8 – Set up for measuring the Radiation Patterns



2.4GHz (2.4–2.485GHz) in S-band, WLAN (5.1–5.8GHz), IEEE 802.11a Wi-Fi (5.72–5.87GHz) in C-band. Such applications for each configuration are listed in Table 3. The measured peak gain graph when operated in  $C_2$ ,  $C_5$  and  $C_8$  configurations is shown in Fig. 9. The gains are measured across the tuning range. The gain for the configuration  $C_7$  at 2.4GHz is higher than other operating modes is observed which is around 12dB due to directional radiation pattern compared to other operating states which have almost dipole like omnidirectional pattern.

Table 3 – Elevation and Azimuth radiation patterns in two principle cuts operating in all modes

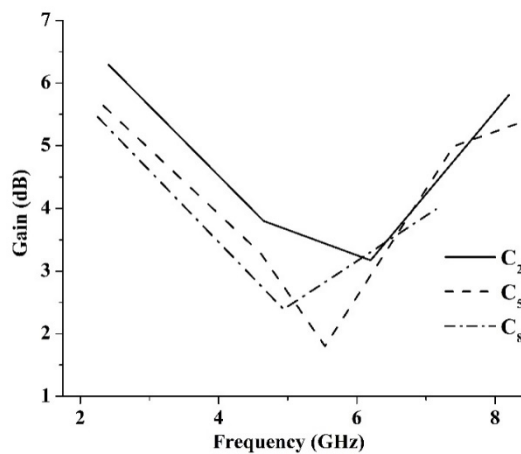
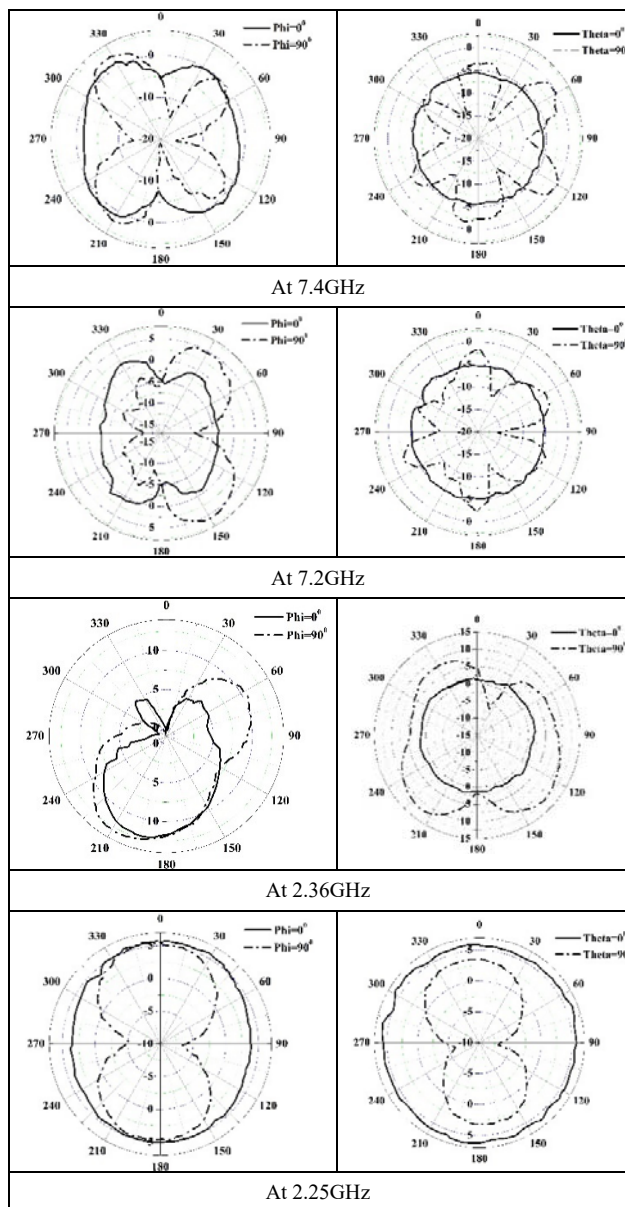
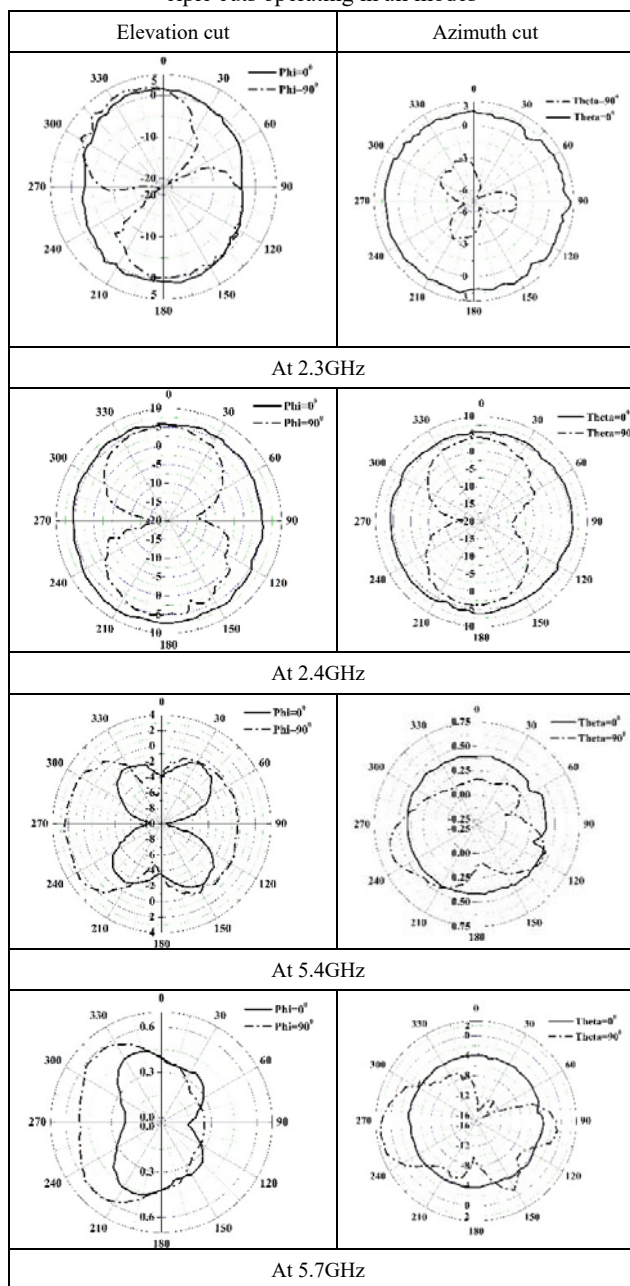


Figure 9 – Measured Peak Gain of the reconfigurable antenna operated in  $C_2$ ,  $C_5$  and  $C_8$

Table 4 – Operating frequencies and bands of the proposed Reconfigurable Antenna in each configuration

Case	Operating Frequency (GHz)	Return Loss (dB)	Operating band (MHz)	Gain (dB) (xz-plane)	Application
C <sub>1</sub>	2.3	33.27	340	2.2	S-band WiMAX
	4.9	14.17	70	-1.1	-
	5.3	16.75	70	-6.1	WLAN
	5.6	24.59	160	-7.0	WLAN
C <sub>2</sub>	2.4	31.93	420	6.3	S-band Wi-Fi
	4.7	20.67	200	3.8	C-band
	6.2	17.63	170	3.2	C-band
	8.2	15.04	320	5.8	X-band
C <sub>3</sub>	2.3	26.41	350	4.2	WiMAX
	4.3	12.52	120	-2.2	-
	5.4	17.56	140	3.2	WLAN
	2.2	20.13	310	2.3	S-band
C <sub>4</sub>	5.7	20.07	180	2.3	C-band Wi-Fi
	2.3	28.21	350	5.6	S-band WiMAX
C <sub>5</sub>	4.6	26.93	180	3.3	C-band
	5.5	23.17	140	1.8	-
	7.4	20.41	500	4.9	C-band
	8.4	14.31	490	5.4	X-band
C <sub>6</sub>	2.3	33.71	380	5.3	S-band WiMAX
	7.1	21.41	660	3.4	C-band
C <sub>7</sub>	2.36	28.34	390	12.9	S-band WiMAX
C <sub>8</sub>	2.25	18.61	310	5.46	S-band WiMAX
	4.94	25.86	150	2.39	C-band
	7.15	18.79	450	3.99	C-band

### CONCLUSIONS

This paper presents a multi-band frequency- and pattern-reconfigurable circular patch antenna using coplanar waveguide feeding. The multi-band operation is achieved by using rectangular slots at edges of the circular patch at an interval of  $22.5^\circ$  each. The reconfigurability in frequency can be obtained by suitably changing the electrical lengths of the patch using 15 RF PIN diode switches that are placed between the slots and operate in various configuration modes. The direction of the pattern is changed by changing the current distribution of the patch which is achieved by carefully selecting the appropriate switches. The antenna operates at different resonant modes in different configurations. Mostly it is operated at 2.3GHz, 4.9GHz, 5.3GHz, 5.55GHz, 6.2GHz, 7.2GHz, 8.2GHz frequencies in various operating modes. The practical significance of measured results demonstrate that the antenna can be operated for suitable applications in S-band WiMAX, Wi-Fi and C- band Wi-Fi, WLAN with acceptable gain and good radiation performance.

Prospects for further research is to obtain fully compound reconfigurability that includes polarization diversity.

### REFERENCES

- Bernhard J. T. Reconfigurable Antennas. San Rafael, Morgan & Claypool, 2007, 74 p. DOI:10.2200/S00067ED1V01Y200707ANT004
- Pandit S., Mohan A., Ray P. Compact Frequency-Reconfigurable MIMO Antenna for Microwave Sensing Applications in WLAN and WiMAX Frequency Bands, *IEEE Sensors Letters*, 2018, Vol. 2, No. 2, pp. 1–4. DOI: 10.1109/LENS.2018.2822598.
- Wong H., Lin W., Huitema L., Arnaud E. Multi-Polarization Reconfigurable Antenna for Wireless Biomedical System, *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 2017, Vol. 11, No. 3, pp. 652–660. DOI: 10.1109/TBCAS.2016.2636872.
- Lin W., Wong H., Ziolkowski R. W. Wideband Pattern-Reconfigurable Antenna with Switchable Broadside and Conical Beams, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2017, Vol. 16, pp. 2638–2641. DOI: 10.1109/LAWP.2017.2738101.
- Li H., Zhou Y., Mou X., Ji Z., Yu H., Wang L. Miniature Four-Band CPW-Fed Antenna for RFID/WiMAX/WLAN Applications, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2014, Vol. 13, pp. 1684–1688. DOI: 10.1109/LAWP.2014.2345564.
- Bartwal P., Gautam A. K., Singh A. K., Kanaujia B. K., Rambabu K. Design of compact multi-band meander-line antenna for global positioning system/wireless local area network/worldwide interoperability for microwave access band applications in laptops/tablets, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2016, Vol. 10, No. 15, pp. 1618–1624. DOI: 10.1049/iet-map.2015.0777.
- Zainary S. N. M., Nguyen-Trong N., Fumeaux C. A Frequency and Pattern-Reconfigurable Two-Element Array Antenna, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2018, Vol. 17, No. 4, pp. 617–620. DOI: 10.1109/LAWP.2018.2806355.
- [Panneer Selvam Y., Gulam Nabi Alsath M., Kanagasabai M., Elumalai L., Kumar Palaniswamy S., Subbaraj S., Kingsly S., Konganathan G., Kulandhaisamy Indhumathi A Patch-Slot Antenna Array with Compound Reconfiguration, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2018, Vol. 17, No. 3, pp. 525–528. DOI: 10.1109/LAWP.2018.2801124.
- Chen S. L., Qin P. Y., Lin W., Guo Y. J. Pattern-Reconfigurable Antenna with Five Switchable Beams in Elevation Plane, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2018, Vol. 17, No. 3, pp. 454–457. DOI: 10.1109/LAWP.2018.2794990.
- Nguyen-Trong N., Hall L., Fumeaux C. A frequency and pattern reconfigurable center-shortened microstrip antenna, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016, Vol. 15, pp. 454–457. DOI: 10.1109/LAWP.2016.2544943.
- Lin W., Wong H., Ziolkowski R. W. Wideband pattern reconfigurable antenna with switchable broadside and conical beams, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016, Vol. 15, pp. 454–457. DOI: 10.1109/LAWP.2017.2738101.
- Romputtal A., Phongcharoenpanich C. Frequency reconfigurable multiband antenna with embedded biasing network, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2017, Vol. 11, No. 10, pp. 1369–1378. DOI: 10.1049/iet-map.2016.0648.
- Yasir I. Abdulraheem. Design of frequency reconfigurable multiband compact antenna using two PIN diodes for WLAN/WiMAX applications, *IET Microwaves, Antennas &*

- Propagation*, 2017, Vol. 11, No. 8, pp. 1098–1105. DOI: 10.1049/iet-map.2016.0814.
14. Valizade Shahmirzadi N., Oraizi H. Design of reconfigurable coplanar waveguide-fed planar antenna for multiband multi-input-multi-output applications, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2016, Vol. 10, No. 14, pp. 1591–1597. DOI: 10.1049/iet-map.2016.0316.
15. Fakharian M., Rezaei P., Orouji A. Reconfigurable Multi-band Extended U-Slot Antenna with Switchable Polarization for Wireless Applications, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2015, Vol. 57, No. 2, pp. 194–202. DOI: 10.1109/MAP.2015.2414665.
16. Sedghara A., Atlasbaf Z. A novel single-feed reconfigurable antenna for polarization and frequency diversity, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. – 2017, Vol. 9, No. 5, pp. 1155–1161. DOI: 10.1017/S1759078716001240.
17. Balanis C. A. *Antenna Theory Analysis and Design*. Hoboken, John Wiley, 2005, 1136 p.
18. Simons R. N. *Coplanar Waveguide circuits, Components and systems*. New York, J. Wiley & Sons, 2001, 464 p. DOI: 10.1002/0471224758

Received 28.05.2019.

Accepted 20.01.2020.

УДК 621.3

### МНОГОДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА КРУГЛОЙ ФОРМЫ, ПОЛУКОМПОНЕНТНО РЕКОНФИГУРИРУЕМАЯ С ПОМОЩЬЮ PIN ДИОДОВ, С ЧАСТОТНЫМ И ПРОСТРАНСТВЕННЫМ МНОГООБРАЗИЕМ ДЛЯ БЕСПРОВОДНЫХ ПРИМЕНЕНИЙ

**Пандурангайя Й.** – профессор, заведующий кафедрой электроники и средств связи, инженерный колледж Вардаман, Хайдарабад, Телангана, Индия.

**Сатьянараяна Р.В.С.** – доктор, профессор кафедры электроники и средств связи, Университет Шри Венкатешвара, Тирупати, Индия.

#### АННОТАЦИЯ

**Актуальность.** Решается проблема достижения многополосности с двумя или больше возможностями реконфигурации с использованием одной антенны для разнообразного использования в беспроводной связи. Задачей работы является моделирование прототипа объединяющего вышеуказанную функциональность.

**Цель.** Основная цель работы – создать очень эффективную и компактную антенну, удовлетворяющую всем требованиям при беспроводном применении, сочетающую возможность полукомпонентной реконфигурации и многополосность для использования в беспроводной связи.

**Метод.** В статье сообщается о разработке и исследовании частотных свойств и круговой диаграммы направленности плоской многоканальной реконфигурируемой антенны с использованием PIN-диодов. Она состоит из семи PIN-диодов, симметрично расположенных на каждой половине круга, разделенного продольной осью. Путем изменения управляемого переключения слотов, размещенных на круглом диске, которое осуществляется с помощью копланарного волновода, достигается необходимый механизм реконфигурации. Антенна может работать в 8 различных режимах с помощью 15 PIN-диодов. Трансформация формы луча достигается за счет работы антенны во всех режимах. Основная антенна представляет собой круглый диск без слотов и предназначена для работы на частоте 2,4 ГГц. Трансформация частоты достигается путем изменения общей электрической длины слота путем активации переключателей в соответствующих положениях в различных режимах работы. Трансформация схемы достигается путем сохранения одинаковой общей электрической длины в каждом рабочем режиме путем изменения положения переключателей, ориентированных в определенном направлении в каждой половине круга.

**Результаты.** Была разработана модель и проведено экспериментальное моделирование с использованием Ansys HFSS.

**Выводы.** Предлагаемая антенна настроена на три частоты: 2,2 ГГц, 4,98 ГГц и 5,72 ГГц при работе в режиме изменения формы диаграммы направленности. Одновременное изменение частоты вместе с формой достигается с большим (на 6,2 ГГц, 8,2 ГГц и 9 ГГц) или меньшим количеством новых полос частот (на 7,1 ГГц), чем в режиме преобразования формы. Площадь, занимаемая антенной, составляет 40 x 60 мм<sup>2</sup>. Приемлемое усиление достигается во всех режимах работы. Изготовлен прототип разработанной антенны, результаты моделирования подтверждены экспериментально.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** частотное разнесение, разнесение по шаблонам, реконфигурируемые антенны, PIN-диоды, круговая диаграмма, радиочастотный переключатель, усиление.

УДК 621.3

### БАГАТОДИАПАЗОННА АНТЕНА КРУГЛОЇ ФОРМИ, НАПІВКОМПОНЕНТНО РЕКОНФІГУРОВАНА ЗА ДОПОМОГОЮ PIN ДІОДІВ, З ЧАСТОТНИМ І ПРОСТОРОВИМ РІЗНОМАНІТТЯМ ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ ЗАСТОСУВАНЬ

**Пандурангайя Й.** – профессор, завідувач кафедри електроніки і засобів зв'язку, Інженерний коледж Вардаман, Хайдарабад, Телангана, Індія.

**Сатьянараяна Р. В. С.** – доктор, профессор кафедры электроники і засобів зв'язку, Університет Шрі Венкатешвара, Тірупаті, Індія.

#### АНОТАЦІЯ

**Актуальність.** Проблема досягнення багатосмужною функціональністю і двох або більше можливостей реконфігурації з використанням єдиної антени для різноманітних застосувань бездротового зв'язку. Завданням роботи є моделювання прототипу, який поєднує в собі вищевказані функції.

**Мета.** Основна мета роботи – створити дуже ефективну і компактну антену, що задовольняє всім вимогам для бездротових застосувань, що поєднує напівкомпонентну реконфігурованість і багатосмужну функціональність для застосувань бездротового зв'язку.

**Метод.** Антена може працювати в 8 різних режимах за допомогою 15 PIN-діодів. Трансформація форми променя досягається за рахунок роботи антени у всіх режимах. Основна антена являє собою круглий диск без слотів і призначена для роботи на частоті 2,4 ГГц. Трансформація частоти досягається шляхом зміни загальної електричної довжини слота шляхом активації перемикачів у відповідних положеннях в різних режимах роботи. Трансформація схеми досягається шляхом збереження однакової загальної електричної довжини в кожному робочому режимі шляхом зміни положення перемикачів, орієнтованих в певному напрямку в кожній половині кола. Антена може працювати в 8 різних режимах за допомогою 15 PIN-діодів. Трансформація форми променя досягається за рахунок роботи антени у всіх режимах. Основна антена являє собою круглий диск без слотів і призначена для роботи на частоті 2,4 ГГц. Трансформація частоти досягається шляхом зміни загальної електричної довжини слота шляхом активації перемикачів у відповідних положеннях в різних режимах роботи. Трансформація схеми досягається шляхом збереження однакової загальної електричної довжини в кожному робочому режимі шляхом зміни положення перемикачів, орієнтованих в певному напрямку в кожній половині кола.

**Результати.** Було розроблено модель і проведено експериментальне моделювання з використанням Ansys HFSS.

**Висновки.** Пропонована антена налаштована на три частоти: 2,2 ГГц, 4,98 ГГц і 5,72 ГГц при роботі в режимі зміни форми діаграми спрямованості. Одночасна зміна частоти разом з формою досягається з великою (на 6,2 ГГц, 8,2 ГГц і 9 ГГц) або меншою кількістю нових смуг частот (на 7,1 ГГц), ніж в режимі перетворення форми. Площа, яку займає антена, становить 40 x 60 мм<sup>2</sup>. Прийнятне посилення досягається у всіх режимах роботи. Виготовлено прототип розробленої антени, результати моделювання підтверджуються експериментально.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** частотне рознесення, діаграма спрямованості, реконфігуровані антени, PIN-діоди, кругова діаграма, радіочастотний перемикач, посилення.

#### ЛІТЕРАТУРА / LITERATURE

- Bernhard J. T. Reconfigurable Antennas / J. T. Bernhard. – San Rafael: Morgan & Claypool, 2007. – 74 p. DOI:10.2200/S00067ED1V01Y200707ANT004
- Pandit S. Compact Frequency-Reconfigurable MIMO Antenna for Microwave Sensing Applications in WLAN and WiMAX Frequency Bands / S. Pandit, A. Mohan, P. Ray // IEEE Sensors Letters. – 2018. – Vol. 2, № 2 – P. 1–4. DOI: 10.1109/LENS.2018.2822598.
- Multi-Polarization Reconfigurable Antenna for Wireless Biomedical System / [H. Wong, W. Lin, L. Huitema E. Arnaud] // IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems. – 2017. – Vol. 11, № 3. – P. 652–660. DOI: 10.1109/TBCAS.2016.2636872.
- Lin W. Wideband Pattern-Reconfigurable Antenna with Switchable Broadside and Conical Beams / W. Lin, H. Wong, R. W. Ziolkowski // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2017. – Vol. 16. – P. 2638–2641. DOI: 10.1109/LAWP.2017.2738101.
- Miniature Four-Band CPW-Fed Antenna for RFID/WiMAX/WLAN Applications / [H. Li, Y. Zhou, X. Mou et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2014. – Vol. 13. – P. 1684–1688. DOI: 10.1109/LAWP.2014.2345564.
- Bartwal P. Design of compact multi-band meander-line antenna for global positioning system/wireless local area network/worldwide interoperability for microwave access band applications in laptops/tablets / [P. Bartwal, A. K. Gautam, A. K. Singh et al.] // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2016. – Vol. 10, № 15. – P. 1618–1624. DOI: 10.1049/iet-map.2015.0777.
- Zainary S. N. M. A Frequency- and Pattern-Reconfigurable Two-Element Array Antenna / S. N. M. Zainary, N. Nguyen-Trong, C. Fumeaux // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2018. – Vol. 17, № 4. – P. 617–620. DOI: 10.1109/LAWP.2018.2806355.
- A Patch-Slot Antenna Array with Compound Reconfiguration / [Y. Panneer Selvam, M. Gulam Nabi Alsath, M. Kanagasabai et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2018. – Vol. 17, № 3. – P. 525–528. DOI: 10.1109/LAWP.2018.2801124.
- Pattern-Reconfigurable Antenna with Five Switchable Beams in Elevation Plane / [S. L. Chen, P. Y. Qin, W. Lin, Y. J. Guo] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2018. – Vol. 17, № 3. – P. 454–457. DOI: 10.1109/LAWP.2018.2794990.
- Nguyen-Trong N. A frequency- and pattern reconfigurable center-shortened microstrip antenna / N. Nguyen-Trong, L. Hall, C. Fumeaux // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2016. – Vol. 15. – P. 454–457. DOI: 10.1109/LAWP.2016.2544943.
- Lin W. Wideband pattern reconfigurable antenna with switchable broadside and conical beams / W. Lin, H. Wong, R. W. Ziolkowski // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2016. – Vol. 15. – P. 454–457. DOI: 10.1109/LAWP.2017.2738101.
- Romputtal A. Frequency reconfigurable multiband antenna with embedded biasing network / A. Romputtal, C. Phongcharoenpanich // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2017. – Vol. 11, № 10. – P. 1369–1378. DOI: 10.1049/iet-map.2016.0648.
- Yasir I. Abdullaheem. Design of frequency reconfigurable multiband compact antenna using two PIN diodes for WLAN/WiMAX applications / I. Yasir // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2017. – Vol. 11, № 8. – P. 1098–1105. DOI: 10.1049/iet-map.2016.0814.
- Valizade Shahmirzadi N. Design of reconfigurable coplanar waveguide-fed planar antenna for multiband multi-input-multi-output applications / N. Valizade Shahmirzadi, H. Oraizi // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2016. – Vol. 10, № 14. – P. 1591–1597. DOI: 10.1049/iet-map.2016.0316.
- Fakharian M. Reconfigurable Multiband Extended U-Slot Antenna with Switchable Polarization for Wireless Applications / M. Fakharian, P. Rezaei, A. Orouji // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2015. – Vol. 57, № 2. – P. 194–202. DOI: 10.1109/MAP.2015.2414665.
- Sedghara A. A novel single-feed reconfigurable antenna for polarization and frequency diversity / A. Sedghara, Z. Atlasbaf // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 2017. – Vol. 9, № 5. – P. 1155–1161. DOI: 10.1017/S1759078716001240.
- Balanis C. A. Antenna Theory Analysis and Design / C. A. Balanis. – Hoboken : John Wiley, 2005. – 1136 p.
- Simons R.N. Coplanar Waveguide circuits, Components and systems / R.N. Simons. – New York : J. Wiley & Sons, 2001. – 464 p. DOI: 10.1002/0471224758

## METHOD FOR SELECTING A CLASSIFIED TRAINING SAMPLE FOR RADAR'S ELEVATION CHANNELS

**Semenov D. S.** – Chief designer of surveillance radars of Scientific and Technical Department State Enterprise “Scientific and Production Complex “Iskra”, Zaporizhzhia, Ukraine.

**Piza D. M.** – Dr. Sc., Professor, Professor of Radio Engineering Department, National University “Zaporizhzhia Polytechnic”, Zaporizhzhia, Ukraine.

### ABSTRACT

**Context.** Under conditions of simultaneous exposure to active and passive interference, the passive component decorrelates the active component of the combined interference in the receiving channels of the surveillance radar, which significantly reduces the effectiveness of its suppression. Therefore, in order to adapt the weight coefficients of the spatial filter during spatio-temporal processing of radar signals, it is necessary, by one method or another, to form a classified training sample generated only by active noise interference.

**Objective.** The goal is to optimize the choice of a method for generating a classified training sample for various elevation channels of the radar field of view, taking into account the predicted distribution of passive interference in range.

**Method.** An analytical assessment of the distribution of the most powerful Cb type cumulonimbus cloud systems, followed by mathematical modeling of the effectiveness of the active noise suppression using various training samples generation methods.

**Results.** Based on the performed analytical calculations, it was shown that in the upper part of the field of view of surveillance radar in the sector of elevation angles from 6° to 30°, the upper boundary of Cb type clouds does not exceed 75 km, which guarantees the absence of passive interference at the end of the radar range. This makes it possible to form a training sample at a time interval located before the radiation of the next probe pulse. In the lower part of the field of view in the sector of angles 0° to 6°, the upper boundary of the clouds is located at a distance of 75–270 km, which does not allow the formation of a training sample at the end of the radar range. It is proposed to use the correlation method, in which the time interval for the formation of the training sample is determined by the “on the fly” analysis of the magnitude of the inter-channel correlation coefficient. The choice of the interval with the highest value of inter-channel correlation during the repetition period allows us to form a training sample with the least influence of passive interference on the process of suppressing the active component of the combined interference. As a result of modeling, it was found that the use of a training sample significantly reduces the duration of the transient process when forming the weight coefficients of the spatial filter and, accordingly, improves the quality of the suppression of active interference.

**Conclusions.** The scientific novelty of the work lies in the fact that for the first time the problem of individual selection of a classified training sample for the surveillance radar elevation channels has been solved. Practical significance consists in the development of a methodology for analyzing the location of the most powerful cloud systems in range in the radar field of view with varying degrees of influence of passive interference in elevation channels in a real signal-noise environment. To the practical novelty should also include the results of simulation modeling, which confirm the need to choose a method for generating a classified training sample in different elevation channels of the radar viewing area should also be attributed.

**KEYWORDS:** combined interference, classified training sample, modeling, inter-channel correlation coefficient modulus.

### ABBREVIATIONS

JK – jamming canceller;  
ANI – active noise interference;  
CTS – classified training sample;  
MICC – magnitude of the inter-channel correlation coefficient;  
PI – passive interference;  
SF – spatial filter.

### NOMENCLATURE

$h$  – height of the upper limit of clutter;  
 $h_0$  – radar position height above ground level;  
 $\dot{k}$  – complex value of the weight coefficient;  
 $R_3$  – Earth radius;  
 $\dot{U}_0$  – complex value of the interference voltage in the main channel;  
 $\dot{U}_K$  – complex value of the interference voltage in the compensation channel;  
 $|\dot{\rho}|$  – inter-channel correlation coefficient modulus;

$\sigma_{\text{ПН}}^2$  – jamming variance.

### INTRODUCTION

In real-world operating conditions, both active noise interference and passive interference (PI) can affect a radar [1]. An active noise interference (jamming) is created by sources of independent continuous noise emissions located in the far zone of the antenna, such sources are point-like in range and angular coordinates. Passive interference (clutter) is a radar signal reflected from the underlying surface of the Earth, hydrometeors or chaff and is non-stationary in nature. With the combined effect of the jamming and passive interference, the passive interference decorrelates the active component of the combined interference in the receiving channels of the radar [2, 3]. Under these conditions, in the distance sections in the angular directions where the passive interference is predominant, the compensation of active interference becomes problematic [4]. In addition, the presence of passive interference, which in the general case has non-stationary nature, leads to a significant delay of transients

during adaptation of spatial filters [4, 5]. This is due to the degradation of the SF weighting coefficients when compensating for active interference at the range intervals over which the PI operates. In [6], an attempt was made under the conditions of combined interference to apply the alternate adaptation of the subsystems of spatial and temporal radar signals processing. However, the random nature of the passive interference distribution at range intervals did not allow to obtain a significant improvement in radar noise immunity.

Thus, in order to effectively suppress the active component of the combined interference in elevation channels, it is necessary to form a classified training sample generated only by the active interference.

## 1 PROBLEM STATEMENT

There are various methods for the formation of CTS [7]. For the formation of CTS, time, frequency or correlation differences in the structure of active and passive interference can be used. In real conditions of radar functioning, elevation channels are affected to varying degrees by passive interference. In the lower elevation channels, passive interference reflected from the underlying surface of the Earth has a greater effect. In the upper elevation channels, interference reflected from hydrometeors or chaff has a greater effect.

Thus, for the design of interference suppression systems, it is necessary to optimize the choice of methods for the formation of CTS. It is also necessary to take into account the general laws of the distribution of cloud systems in the Earth's atmosphere [8], which affect the distribution of passive interference in range in elevation channels. The task solved in this article is to develop a methodology for choosing methods of forming a classified training sample in elevation channels of a typical surveillance radar.

## 2 REVIEW OF THE LITERATURE

A number of publications are devoted to improving the efficiency of spatio-temporal processing of radar signals under the influence of combined interference. The most promising of them are adaptive systems capable of automatically suppressing active interference signals without a priori information about the interference environment, improving the reception of a useful signal [9]. However, with the simultaneous exposure to jamming and clutter, the efficiency of existing adaptive systems of spatio-temporal processing significantly deteriorates due to jamming decorrelation by clutter.

In many well-known technical solutions, it is proposed to use a fixed time interval located at the end of the radar range for the formation of a CTS [11, 12]. The proposed technical solutions are based on the a priori assumption that the intensity of passive interference decreases with increasing range. Moreover, the presence of a fixed interval simplifies the implementation of the method.

However, with spatially distributed cumulonimbus cloud systems of type Cb, the intensity of the reflected sig-

nals at the maximum range of the radar in the lower elevation channels of the field of view can significantly exceed the inherent noise of the receiver, as well as the level of the ANI. This does not allow effective suppression of the active component of the combined interference.

In [13], a method for generating a CTS was proposed, in which the calculation of weighting coefficients is performed in the frequency range shifted relative to the working frequency range of the radar. However, due to the differences in the central frequencies of the interference used to form the SF weighting coefficients and the center frequency of the spectrum of the useful radar signal, the suppression coefficient of the ANI deteriorates significantly [13]. To increase the ANI suppression coefficient at the signal frequency, an automatic measurement of the phase difference due to the frequency difference between the ANI and the signal, with the subsequent adjustment of the noise phase in the compensation channel, was proposed in [14]. This significantly complicated the implementation of the proposed method.

In [15, 16], a correlation method was proposed for generating a classified training sample, using the natural non-stationarity of passive interference in time (in range). Such non-stationarity is characteristic of signals reflected both from hydrometeors and from chaff cloud, which have a point-like character. The proposed method is based on the use of a posteriori information regarding the distribution of passive interference in range.

Taking into account the fact that under the influence of both ANI and passive interference, the passive interference decorrelates the signals generated by a point source of ANI in the receiving channels of the radar, it seems possible to estimate the distribution of the module of the interchannel correlation coefficient over the range sections. In this case, according to the known values of the MICC, a time interval is selected for adapting the weight coefficients of the jamming canceller with the maximum correlation value, which corresponds to the lowest level (or absence) of passive interference.

MICC  $|\hat{\rho}|$  can be calculated using the “sliding window” method at intervals consisting of  $m$  range samples

$$|\hat{\rho}| = \frac{|\overline{\dot{U}_0 \dot{U}_k^*}|}{\sqrt{|\overline{\dot{U}_0^2}| |\overline{\dot{U}_k^2}|}}. \quad (1)$$

The number of samples  $m$  to be averaged in expression (1) is determined by the adaptation time of the spatial filter weight coefficients. If in the expression for calculating the weighting coefficient of jamming canceller

$\hat{k} = \overline{\dot{U}_0 \dot{U}_k^*} \cdot (\overline{\dot{U}_k \dot{U}_k^*})^{-1}$ , as well as in the expression for MICC (1), the averaging intervals are the same, then the calculation of the weight coefficient and MICC are performed in parallel and synchronously. Thus, the possibility of real-time radar operation is provided. For example,

with a useful signal duration of  $1 \mu\text{s}$ , the duration of the transient process during the formation of the weight coefficient, and, accordingly, the formation of the MICC, can be approximately  $10 \mu\text{s}$ .

### 3 MATERIALS AND METHODS

Taking into account the variety of methods for generating CTS and the varying amount of passive interference in elevation radar channels, it seemed appropriate to develop a methodology for selecting methods for generating CTS in elevation channels of surveillance radars during their design or modernization.

The morphological classification of clouds consists of 10 forms, 20 species and 36 varieties [8]. In this regard, it seems advisable to consider only those types of clouds that can cover a significant part of the radar field of view in azimuth, range and altitude, creating the most difficult conditions for the operation of SF. The main data on these types of clouds are given in table 1. From the table 1 it follows that the most difficult conditions for the operation of SF arise when exposed to passive interference reflected from cumulonimbus clouds of the species Cb.

Table 1 – Data on the considered forms of clouds

Abbreviation	Type	The height of the lower boundary, km	Layer thickness, km
As	altostratus	2...6	1...2
Sc	stratocumulus	0.5...1.5	0.2...0.8
Ns	nimbostratus	0.5...1.9	2...3
Cb	cumulonimbus	0.6...1.2	3...8

Let us analyze the location of the passive interference layer reflected from Cb types clouds on the radar's range depending on the elevation of the radar beam and the height of the position of the radar above sea level.

Let us consider the geometry of the problem (Fig. 1) on the plane containing the center of the Earth  $C$  and the radar's beam  $OA$ . Earth's surface can be approximately represented by a circle of radius  $R_3$ . Let the height of the position of the radar above sea level be  $h_0$ , height of the upper limit of passive interference –  $h$ . In this case, the upper limit of passive interference can be represented by a circle with the center at the point  $C$  with a radius of  $R_3 + h$ . The point of intersection of a radar beam with a circle of radius  $R_3 + h$  corresponds to point  $A$  in Fig.1.

It is necessary to determine the position of the upper limit of passive interference on the radar range scanning, i.e. determine the length of the segment  $OA$ .

Let's introduce a polar coordinate system with a pole in point  $O$  and a polar axis  $OM$ , corresponding to zero elevation. Let the angle of the point  $A$  be denoted as  $\theta$ . The equation of a circle of radius  $a$  with center at the point  $(r_0, \theta_0)$  in the polar coordinate system  $r, \varphi$  is defined as [12]:

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

where  $r$  is the polar radius;  $\varphi$  – polar angle;  $(r_0, \theta_0)$  – coordinates of the center of the circle.

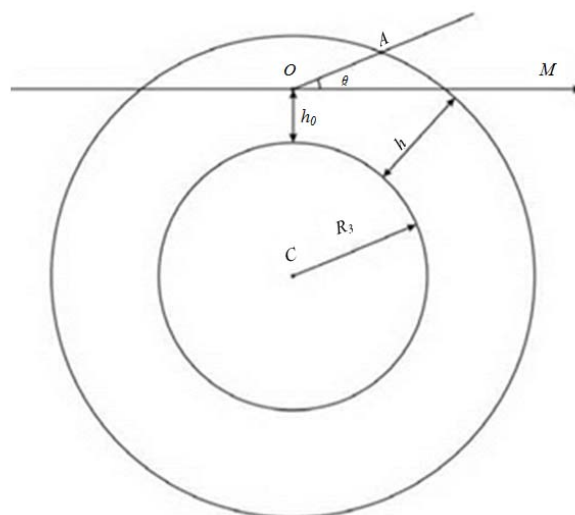


Figure 1 – Geometry of the problem

Taking into account (2), the coordinates of the center of the Earth  $C(R_3 + h_0, -90^\circ)$  and the notation introduced, the equation of the circle corresponding to the upper limit of the passive interference is defined as:

$$r^2 - 2r(R_3 + h_0) \cos(90^\circ + \varphi) + (R_3 + h_0)^2 = (R_3 + h)^2, \quad (3)$$

or

$$r^2 + 2r(R_3 + h_0) \sin \varphi + (R_3 + h_0)^2 - (R_3 + h)^2 = 0. \quad (4)$$

Since the polar angle  $\varphi$  coincides with the elevation angle  $\theta$  in the introduced coordinate system, the desired segment  $OA$  is determined by solving equation (4) with respect to the substitution  $\varphi = \theta$ .

The discriminant of an equation is defined as:

$$D/4 = \sqrt{(R_3 + h_0)^2 \sin^2 \theta - (R_3 + h_0)^2 + (R_3 + h)^2}. \quad (5)$$

By the condition of the problem  $h > h_0$ , therefore, the discriminant (4) will be positive, and equation (4) will have two real roots:

$$r_{1,2} = -(R_3 + h_0) \sin \theta \pm \sqrt{(R_3 + h_0)^2 \sin^2 \theta - (R_3 + h_0)^2 + (R_3 + h)^2}. \quad (6)$$

An analysis of expression (6) and the conditions of the problem shows that only a positive root will be its solution, while the second (negative) root will correspond to the second intersection point of the  $OA$  line (containing the radar beam) with the circle. Finally we have:

$$OA = \sqrt{(R_3 + h_0)^2 \sin^2 \theta - (R_3 + h_0)^2 + (R_3 + h)^2} - (R_3 + h_0) \sin \theta. \quad (7)$$

#### 4 EXPERIMENTS

Let us apply the obtained dependence of the distance on the height of the border of passive interference (PI) to the radar 36D6 of Ukrainian production, which is used in air defense systems in many countries of the world. The radar has two fields of view in elevation, called “lower” (0 ... 6 °) and “upper” (6 ... 30 °). The values of angles in elevation of the radar beams are given in table 2.

Table 2 – The values of angles in elevation of the radar 36D6 beams

Beam number	Elevation angle, degree	
	Lower field of view	Upper field of view
1	0.75	9
2	2.25	15
3	3.75	21
4	5.25	27

The dependence of the distance on the height of the upper boundary of passive interference (clouds of Cb type, as shown in table 1) for the elevation beams of the 36D6 radar is shown in Fig. 2 (upper zone) and Fig. 3 (lower zone).

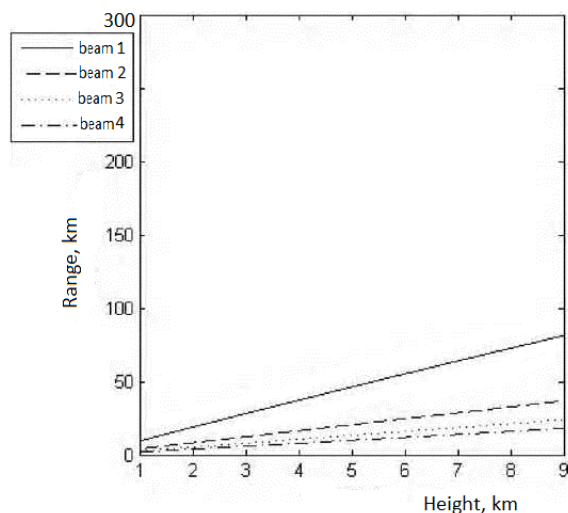


Figure 2 – The dependence of the distance on the height of the upper boundary of passive interference for the upper zone

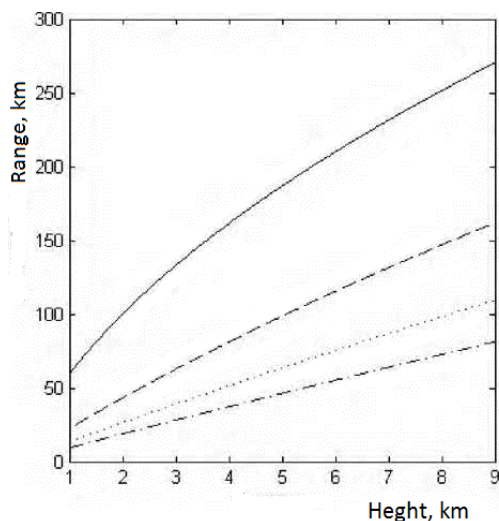


Figure 3 – The dependence of the distance on the height of the upper boundary of passive interference for the lower zone

Analysis of Fig. 2 shows that with the height of the upper limit of passive interference equal to 9 km, at the end of the range there will be an area free from interference for the formation of CTS. So, for example, for the 1st beam of the upper zone, the upper limit of passive interference will correspond to a distance of about 75 km, for the 2nd one – 35 km, for the 3rd and 4th – 25 and 20 km.

As follows from Fig. 3, the upper boundary of Cb type clouds in 1–4 beams of the lower zone will be located at a distance from 70 to 270 km. Therefore, the formation of CTS in the elevation channels of the lower zone of the 36D6 radar according to the method proposed in [11, 12] cannot be ensured under real operating conditions.

An acceptable method for the formation of CTS in the elevation channels of the lower zone may be the correlation method proposed in [15, 16]. In the proposed method, a real-time “on the fly” estimation of PI distribution in range in each elevation channel is carried out. Such estimation is made by calculating the MICC for the range interval. Moreover, taking into account the natural unsteadiness of the PI in range, CTS is formed in the time interval with the maximum value of the MICC, at which the PI has the lowest level.

#### 5 RESULTS

The Simulation of a spatial filter was carried out in graphical extension SimuLink of MATLAB computing environment. The simulation was carried out for the case when the active noise interference affected the direction of the side lobes of the antenna pattern of the main channel. In this case, in the direction of the active noise interference source, the gain of the compensation antenna was equal to the gain along the side lobe of the main antenna. Passive interference was acting from the direction of the main lobe of the antenna pattern of the main channel. The gain of the main antenna was 20 dB higher than the gain of the compensation antenna.

Under these conditions of external influences on the spatial filter, interference signals in the reception channels were set as follows:

- the ratio of the active interference dispersions to the noise dispersion in the reception channels is equal in the interval equal to the inter-pulse period;
- the ratio of the dispersion of passive interference to the dispersion of noise: in the main channel is 30 dB, in the compensation channel is 10 dB;
- passive interference was set at intervals (0–50) and (300–400)  $\mu$ s within the inter-pulse period. In this case, the dispersion of passive interference at the intervals of the range within the inter-pulse period varied within 3 dB.

The following parameters were monitored during the simulation:

- waveforms of signals at the input and output of the spatial filter;
- the magnitude of the inter-channel correlation coefficient;
- the magnitude of the weighting coefficient;
- active noise interference cancellation ratio.



Under the specified modeling conditions, for the dispersion of active noise  $\sigma_{AII}^2$  in reception channels equal to 10 dB, we got the results are presented as shown in Fig. 4–7:

– in Fig. 4 shows the signal  $\dot{U}_0$  acting at the input of the main channel of the spatial filter in the current inter-pulse period (0–500)  $\mu$ s. An signal with compensated active influence is also shown, acting at the output of the spatial filter in the next inter-pulse period (500–1000)  $\mu$ s. Such latency occur due to the delay of the  $\dot{U}_0$  and  $\dot{U}_K$  signals for the CTS formaion time.

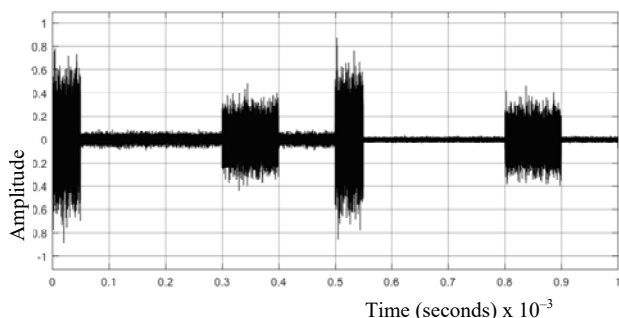


Figure 4 – The signal at the main input (0–500)  $\mu$ s and at the output (500–1000)  $\mu$ s of spatial filter

– Fig. 5–8 show the distributions of the normalized MICC  $|\dot{\rho}|$ , the weighting coefficient magnitude  $|\dot{k}|$  and the interference cancellation ratio  $K_{\Pi}$  on the interval (0–500)  $\mu$ s, where the classified training sample is formed, as well as on the interval (500–1000)  $\mu$ s, where it is used. From Fig. 5 it follows that the maximum value of  $|\dot{\rho}|$  in the interval (0–500)  $\mu$ s of the current inter-pulse period is reached at a time moment corresponding to 300  $\mu$ s. At the end of the current inter-pulse period, in accordance with the proposed algorithm, the formed weighting coefficient  $\dot{k}_{omn}$  is selected according to the maximum  $|\dot{\rho}|_{max}$  value to compensate the active interference delayed in the delay lines of the spatial filter for the one repetition period.

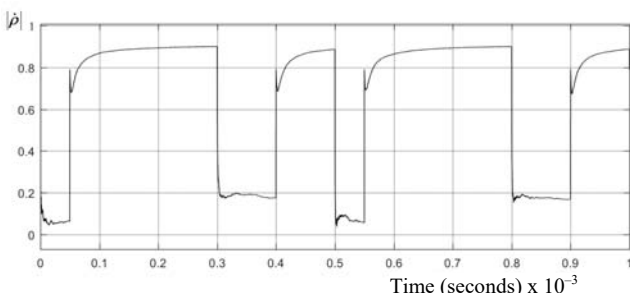


Figure 5 – The distribution of the normalized MICC at intervals of formation (0–500)  $\mu$ s and using (500–1000)  $\mu$ s of the training sample

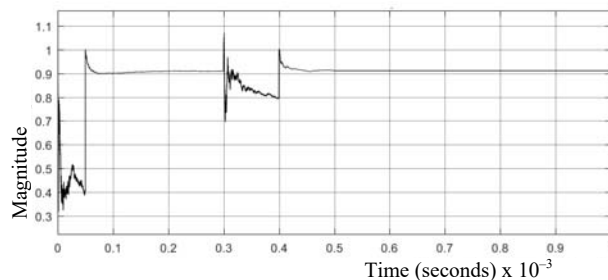


Figure 6 – The distribution of the weighting coefficient magnitude at intervals of formation (0–500)  $\mu$ s and using (500–1000)  $\mu$ s of the training sample

From Fig. 6 (with  $\sigma_{AII}^2$  equal to 10 dB) and Fig. 8 (with  $\sigma_{AII}^2$  equal to 30 dB) it follows that at intervals of the presence of passive interference (0–50)  $\mu$ s and (300–400)  $\mu$ s, the weight coefficient modulates it, violating the inter-period correlation. After the formation of a classified training sample by the proposed method, the modulation of passive interference does not occur.

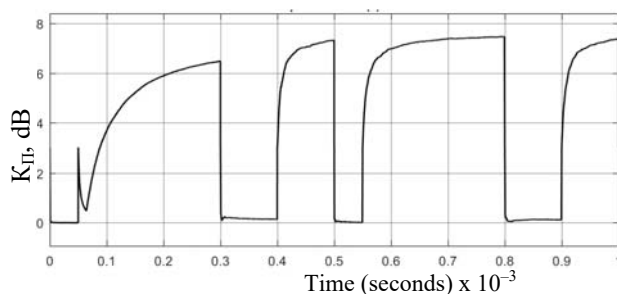


Figure 7 – The distribution of the cancellation ratio at intervals of formation (0–500)  $\mu$ s and using (500–1000)  $\mu$ s of the training sample

In Fig. 7 shows the efficiency of active interference suppression both on the interval of training sample formation and on the interval of its use (as the dependence of the suppression coefficient vs. time) The decrease in the suppression coefficient at the intervals of (0–50)  $\mu$ s and (300–400)  $\mu$ s during the formation of the CTS, as well as at the intervals (500–550)  $\mu$ s and (800–900)  $\mu$ s when we using CTS, is explained by decorrelation of the active interference by passive interference, which is confirmed by Fig. 1.

This is determined by the excess of passive interference over active. Comparison of the time of increase in the suppression coefficient during the formation of CST (starting from the 50th microsecond) and when using CST (starting from the 550th microsecond) shows that after the formation of the training sample, the duration of the transition process decreases significantly. So, during the formation of the training sample, the duration of the transition process (until the coefficient of suppression reaches the value  $K_{\Pi} = 6$  dB) is  $200 - 50 = 150$   $\mu$ s.

In the interval of using the CST, the duration of the transition process (until the coefficient of suppression

reaches the value  $K_{II} = 6\text{dB}$  is  $575-550 = 25 \mu\text{s}$ . Based on the results obtained, it can be considered that under the conditions of unsteady passive interference, the proposed method for processing radar signals will increase the radar interference immunity.

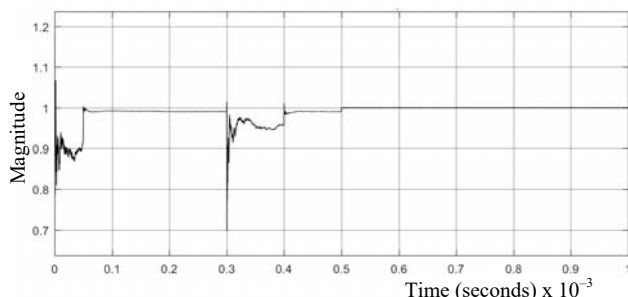


Figure 8 – The distribution of the cancellation ratio at intervals of formation (0–500)  $\mu\text{s}$  and using (500–1000)  $\mu\text{s}$  of the training sample with active interference variance  $\sigma_{\text{All}}^2 = 30 \text{dB}$

## 6 DISCUSSION

A comparative analysis of two methods for forming a classified training sample based on the general distribution pattern in space of the most powerful Cb type cumulonimbus clouds showed that it is necessary to use different methods to increase interference immunity in different elevation channels. So, in the upper part of the field of view it is rational to use the a priori method, i.e. use the time interval located at the end of the radar range, with a guaranteed absence of passive interference. In the lower part of the field of view, where such an interval is absent, the a posteriori method with the “on the fly” correlation analysis of the presence/absence of passive interference at range intervals is more preferable.

In this case, by choosing the interval with the highest value of MICC, you can select the time interval with the lowest level of passive interference to adapt the weight coefficient of the spatial filter.

## CONCLUSIONS

Based on the performed analytical calculations, it was shown that in the upper part of the field of view of surveillance radar in the sector of elevation angles from  $6^\circ$  to  $30^\circ$ , the upper boundary of Cb type clouds does not exceed 75 km, which guarantees the absence of passive interference at the end of the radar range. This makes it possible to form a training sample at a time interval located before the radiation of the next probe pulse. In the lower part of the field of view in the sector of angles  $0^\circ$  to  $6^\circ$ , the upper boundary of the clouds is located at a distance of 75–270 km, which does not allow the formation of a training sample at the end of the radar range.

It is proposed to use the correlation method, in which the time interval for the formation of the training sample is determined by the “on the fly” analysis of the magnitude of the inter-channel correlation coefficient. The choice of the interval with the highest value of inter-channel correlation during the repetition period allows us to form a training sample with the least influence of passive interference on the process of suppressing the active component of the combined interference. As a result of modeling, it was found that the use of a training sample significantly reduces the duration of the transient process when

forming the weight coefficients of the spatial filter and, accordingly, improves the quality of the suppression of active interference.

## ACKNOWLEDGEMENTS

The paper was conducted within the framework of research project “Improving the efficiency of coherent-pulse radar under difficult operating conditions” (№ 0117U0006) with the financial support of the Ministry of Education and Science of Ukraine.

## REFERENCES

1. Shirman Ja. D., Golikov V. N., Busygin I. N. i dr. ; pod obshh. red. Ja. D. Shirmana. Teoreticheskie osnovy radiolokacii : ucheb. posobie dlja vuzov. Moscow, Sov. radio, 1970, 560 p.
2. Zhuravlev A. K., Hlebnikov V. A., Rodimov A. P. Adaptivnye radiotekhnicheskie sistemy s antennymi reshetkami. Leningrad, Izd. Leningradskogo universiteta, 1991, 544 p.
3. Piza D. M., Romanenko S. N., Semenov D. S. Korreljacionnyj metod formirovanija obuchajushhej vyborki dlja adaptacii prostranstvennogo fil'tra, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2018, No. 3, pp. 34–39. DOI: 10.15588/1607-3274-2018-3-4.
4. Grigor'ev V.V. Kombinirovannaja obrabotka signa-lov v sistemah radiosvjazi. Moscow, JeKO-TRENDZ, 2002, 262 p.
5. Abramovich Ju.I. Predel'naja skorost' shodimosti processov adaptivnoj nastrojki sistem kompensacii pomeh v uslovijah neklassificirovannoj obuchajushhej vyborki, *Radiotekhnika i jelektronika*, 1982, Vyp. 8, pp. 1534–1538.
6. Abramovich Ju. I., Kachur V. G. Bystrodejstvie poocherednoj nastrojki razdel'nyh sistem zashhity ot kombinirovannyh pomeh, *Radiotekhnika i jelektronika*, 1969, Vyp. 1, pp. 52–58.
7. Piza D. M., Moroz G. V. Metody formirovanija klassificirovannoj obuchajushhej vyborki dlja adaptacii vesovyh koef-ficientov avtokompensatora pomeh, *Izvestija vysshih uchebnyh zavedenij. Radiojelektronika*, 2018, No. 1, pp. 47–54 DOI: 10.20535/80021347016060030.
8. Bespalov D. P. i dr.; red.: Surygina L. K. Atlas oblakov / Feder. Sluzhba po gidrome-teorologii i monitoringu okruzhajushhej sredy (Rosgidromet), Gl. geofiz. observatorija im. A.I. Voejkova. Sankt-Peterburg, D'ART, 2011, 248 p.
9. Lehovickij D. I. Adaptivnye reshetchatye fil'try dlja sistem prostranstvenno-vremennoj obrabotki nestacionarnyh gaussovych processov, *Izvestija vysshih uchebnyh zavedenij. Radiojelektronika*, 2018, No. 11, pp. 607–642. DOI: 10.20535/S0021347018110018.
10. Piza D. M., Semenov D. S., Morshhavska S. V. Ocenka jef-fektivnosti diskretnyh algoritmov adaptacii vesovyh koef-ficientov pri prostranstvenno-vremennoj obrabotke radiolokacionnyh signalov, *Izvestija vysshih uchebnyh zavedenij. Radiojelektronika*, 2019, No. 1, pp. 8–15. DOI: 10.20535/S0021347019010023.
11. Ivlev D. N., Orlov I. Ja., Sorokina A. V., Fitasov E. S. Adaptivnye algoritmy kompensacii pomeh : uchebno-metodicheskoe posobie ; Min-vo obrazovanija i nauki RF, Nizhnenovgorodskij gos. universitet im. N. I. Lobačevskogo. Nizhnij Novgorod, NNGU im. N. I. Lobačevskogo, 2014, 87 p.
12. Sposib kompensacii' aktyvnoi' skladovoi' kombinovanoi' zavady: pat. 48705 Ukrai'na: MPK G01S 7/36. №

- u200911296; zajavl. 06.11.2009; opubl. 25.03.2010, Bjul. № 6.
13. Anohin V. D., Simohammed Vauzi, Kil'djushhevskaja V. G. Obrabotka radiolokacionnyh signalov na fone kombinirovannyyh pomeh. Moscow, Radiotekhnika, 2009, No. 5, pp. 133–136.
14. Ustrojstvo kompensacii aktivnyh pomeh: pat. 2444751 Rossijskaja federacija: MPK G01S 7/36. №2009108762/09; zajavl. 10.03.2009; opubl. 10.03.2012.
15. Sposib zahystu kogherentno-impul'snyh radiolokacijnyh stancij vid kombinovanyh zavod: pat. 78120 Ukrai'na: MPK G01S 7/36. № u201210218; zajavl. 28.08.2012; opubl. 11.03.2013, Bjul. №5.
16. Piza D. M., Lavrent'ev V. N., Semenov D. S. Metod formirovanija klassificirovannoj obuchajushhej vyborki dlja avtokompensatora pomeh pri vremjapro-stranstvennoj fil'tracii signalov, *Izvestija vysshih uchebnyh zavedenij. Radioelektronika*, 2016, No. 3, pp. 18–22. DOI 10.15588/1607-3274-2016-3-2.
17. Korn G. Spravochnik po matematike dlja nauchnyh rabotnikov i inzhenerov. Moscow, Nauka, 1973, 832 p.

Received 24.01.2020.  
Accepted 03.03.2020.

УДК 621.396.95

#### МЕТОД ВИБОРУ КЛАСИФІКОВАНОЇ НАВЧАЛЬНОЇ ВИБІРКИ ДЛЯ КУТОМІСЦЕВИХ КАНАЛІВ РЛС

**Семенов Д. С.** – головний конструктор оглядових радарів Центру Досліджень і Конструювання Казенного підприємства «Науково-виробничий комплекс «Іскра», м. Запоріжжя, Україна.

**Піза Д. М.** – д-р техн. наук, професор кафедри Радіотехніка та телекомунікації Національного університету «Запорізька політехніка», м. Запоріжжя, Україна.

#### АНОТАЦІЯ

**Актуальність.** При одночасному впливі активної і пасивної завади остання декорелює активну складову комбінованої завади в прийомних каналах РЛС виявлення і супроводу, що істотно знижує ефективність її компенсації. Тому при просторово-часовій обробці радіолокаційних сигналів необхідно тим чи іншим методом сформуванню навчальної вибірки, породжену тільки активною шумовою завадою для адаптації вагових коефіцієнтів просторового фільтра.

**Метод.** Аналітична оцінка розподілу найбільш потужних купчасто-дошових хмарних систем виду Сб з подальшим математичним моделюванням ефективності придушення активних завод з використанням різних методів формування навчальної вибірки.

**Результати.** На підставі проведених аналітичних розрахунків показано, що у верхній частині зони огляду типової РЛС виявлення і супроводу в секторі кутів місця від 6° до 30° верхня межа хмар виду Сб не перевищує 75 км, що гарантує відсутність пасивних завод в кінці дальності дії РЛС. Це дозволяє сформуванню навчальної вибірки на часовому інтервалі, розташованому перед випромінюванням чергового зондуючого імпульсу. У нижній частині зони огляду в секторі кутів 0° до 6° верхня межа хмар розташовується на дальності 75–270 км, що не дозволяє сформуванню навчальної вибірки в кінці дальності дії РЛС. Запропоновано використовувати кореляційний метод, при якому часовий інтервал для формування навчальної вибірки визначається шляхом поточного аналізу величини модуля міжканального коефіцієнта кореляції. Вибір інтервалу з найбільшим значенням міжканальної кореляції протягом періоду повторення дозволяє сформуванню навчальної вибірки з найменшим впливом пасивної завади на процес компенсації активної складової комбінованої завади. В результаті моделювання встановлено, що використання навчальної вибірки істотно зменшує тривалість перехідного процесу при формуванні вагових коефіцієнтів просторового фільтра і, відповідно, покращує якість придушення активної завади.

**Висновки.** Наукова новизна роботи полягає в тому, що вперше вирішена задача індивідуального вибору класифікованої навчальної вибірки для кутомісцевих каналів РЛС виявлення і супроводу.

Практичне значення полягає в розробці методики аналізу розташування найбільш потужних хмарних систем по дальності в зоні огляду РЛС з різним ступенем ураження кутомісцевих каналів пасивними заводами у реальній сигнально-завадовій обстановці. До практичної новизни також слід віднести результати імітаційного моделювання, які підтверджують необхідність вибору методу формування класифікованої навчальної вибірки в різних кутомісцевих каналах зони огляду РЛС.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** комбінована завада, класифікована навчальна вибірка, моделювання, модуль міжканального коефіцієнта кореляції.

УДК 621.396.95

#### МЕТОД ВЫБОРА КЛАССИФИЦИРОВАННОЙ ОБУЧАЮЩЕЙ ВЫБОРКИ ДЛЯ УГЛОМЕСТНЫХ КАНАЛОВ РЛС

**Семенов Д. С.** – главный конструктор обзорных радаров Центра Исследований и Конструирования Казенного предприятия «Научно-производственный комплекс «Искра», г. Запорожье, Украина.

**Пиза Д. М.** – д-р техн. наук, профессор кафедры Радиотехника и телекоммуникации Национального университета «Запорожская политехника», г. Запорожье, Украина.

#### АННОТАЦИЯ

**Актуальность.** При одновременном воздействии активной и пассивной помехи последняя декоррелирует активную составляющую комбинированной помехи в приемных каналах РЛС обнаружения и сопровождения, что существенно снижает эффективность ее компенсации. Поэтому при пространственно-временной обработке радиолокационных сигналов необходимо тем или иным методом сформировать классифицированную обучающую выборку, порожденную только активной шумовой помехой для адаптации весовых коэффициентов пространственного фильтра.

**Метод.** Аналитическая оценка распределения наиболее мощных кучево-дождевых облачных систем вида Сб с последующим математическим моделированием эффективности подавления активных помех с использованием различных методов формирования обучающей выборки.

**Результаты.** На основании проведенных аналитических расчетов показано, что в верхней части зоны обзора типовой РЛС обнаружения и сопровождения в секторе углов места от  $6^\circ$  до  $30^\circ$  верхняя граница облаков вида Сб не превышает 75 км, что гарантирует отсутствие пассивных помех в конце дальности действия РЛС. Это позволяет сформировать обучающую выборку на временном интервале, расположенном перед излучением очередного зондирующего импульса. В нижней части зоны обзора в секторе углов  $0^\circ$  до  $6^\circ$  верхняя граница облаков располагается на дальности 75–270 км, что не позволяет сформировать обучающую выборку в конце дальности действия РЛС. Предложено использовать корреляционный метод, при котором временной интервал для формирования обучающей выборки определяется путем текущего анализа величины модуля межканального коэффициента корреляции. Выбор интервала с наибольшим значением межканальной корреляции в течении периода повторения позволяет сформировать обучающую выборку с наименьшим влиянием пассивной помехи на процесс компенсации активной составляющей комбинированной помехи. В результате моделирования установлено, что использование обучающей выборки существенно уменьшает длительность переходного процесса при формировании весовых коэффициентов пространственного фильтра и, соответственно, улучшает качество подавления активной помехи.

**Выводы.** Научная новизна работы состоит в том, что впервые решена задача индивидуального выбора классифицированной обучающей выборки для угломестных каналов РЛС обнаружения и сопровождения.

Практическое значение состоит в разработке методики анализа расположения наиболее мощных облачных систем по дальности в зоне обзора РЛС с различной степенью поражения угломестных каналов пассивными помехами в реальной сигнально-помеховой обстановке. К практической новизне также следует отнести результаты имитационного моделирования, которые подтверждают необходимость выбора метода формирования классифицированной обучающей выборки в разных угломестных каналах зоны обзора РЛС.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** комбинированная помеха, классифицированная обучающая выборка, моделирование, модуль межканального коэффициента корреляции.

#### ЛИТЕРАТУРА / LITERATURA

1. Теоретические основы радиолокации : учеб. пособие для вузов / Я. Д. Ширман, В. Н. Голиков, И. Н. Бусыгин и др. ; под общ. ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Сов. радио, 1970. – 560 с.
2. Журавлев А. К. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками / А. К. Журавлев, В. А. Хлебников, А. П. Родимов. – Ленинград : Изд. Ленинградского университета, 1991. – 544 с.
3. Пиза Д. М. Корреляционный метод формирования обучающей выборки для адаптации пространственного фильтра. / Д. М. Пиза, С. Н. Романенко, Д. С. Семенов // *Радиоэлектроника, информатика, управление*. – 2018. – № 3. – С. 34–39. DOI: 10.15588/1607-3274-2018-3-4.
4. Григорьев В. В. Комбинированная обработка сигналов в системах радиосвязи / В. В. Григорьев. – М. : ЭКО-ТРЕНДЗ, 2002. – 262 с.
5. Абрамович Ю. И. Предельная скорость сходимости процессов адаптивной настройки систем компенсации помех в условиях неклассифицированной обучающей выборки / Ю. И. Абрамович // *Радиотехника и электроника*, 1982. – Вып. 8. – С. 1534–1538.
6. Абрамович Ю. И. Быстродействие поочередной настройки отдельных систем защиты от комбинированных помех / Ю. И. Абрамович, В. Г. Качур // *Радиотехника и электроника*, 1969. – Вып. 1. – С. 52–58.
7. Пиза Д. М. Методы формирования классифицированной обучающей выборки для адаптации весовых коэффициентов автокомпенсатора помех / Д. М. Пиза, Г. В. Мороз // *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. – 2018. – № 1. – С. 47–54 DOI: 10.20535/80021347016060030.
8. Атлас облаков / Федер. Служба по гидрометеорологии и мониторингу окружающей среды (Рос-гидромет), Гл. геофиз. обсерватория им. А. И. Воейкова; [Д. П. Беспалов и др.; ред.: Л. К. Сурыгина]. – Санкт-Петербург : Д'АРТ, 2011. – 248 с.
9. Леховицкий Д. И. Адаптивные решетчатые фильтры для систем пространственно-временной обработки нестационарных гауссовых процессов / Д. И. Леховицкий // *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. – 2018. – № 11. – С. 607–642. DOI: 10.20535/S0021347018110018.
10. Пиза Д. М. Оценка эффективности дискретных алгоритмов адаптации весовых коэффициентов при пространственно-временной обработке радиолокационных сигналов / Д. М. Пиза, Д. С. Семенов, С. В. Морщавка // *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. – 2019. – № 1. – С. 8–15. DOI: 10.20535/S0021347019010023.
11. Адаптивные алгоритмы компенсации помех : учебно-методическое пособие / [Д. Н. Ивлев, И. Я. Орлов, А. В. Сорокина, Е. С. Фитасов ]; Мин-во образования и науки РФ, Нижнегородский гос. университет им. Н. И. Лобачевского. – Нижний Новгород : ННГУ им. Н. И. Лобачевского, 2014. – 87 с.
12. Спосіб компенсації активної складової комбінованої завади: пат. 48705 Україна: МПК G01S 7/36 . № u200911296; заявл. 06.11.2009; опубл. 25.03.2010, Бюл. №6.
13. Анохин В. Д. Обработка радиолокационных сигналов на фоне комбинированных помех / В. Д. Анохин, Ваузи Симохаммед, В. Г. Кильдюшевская // *Радиотехника*. – 2009. – № 5. – С. 133–136.
14. Устройство компенсации активных помех: пат. 2444751 Российская федерация: МПК G01S 7/36 . №2009108762/09; заявл. 10.03.2009; опубл. 10.03.2012.
15. Спосіб захисту когерентно-імпульсних радіолокаційних станцій від комбінованих завад: пат. 78120 Україна: МПК G01S 7/36. № u201210218; заявл. 28.08.2012; опубл. 11.03.2013, Бюл. №5.
16. Пиза Д. М. Метод формирования классифицированной обучающей выборки для автокомпенсатора помех при времяпространственной фильтрации сигналов / Д. М. Пиза, В. Н. Лаврентьев, Д. С. Семенов // *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. – 2016. – № 3. – С. 18–22. DOI 10.15588/1607-3274-2016-3-2.
17. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн. – М. : Наука, 1973. – 832 с.

## LUT BASED FREDKIN GATE

**Tyurin S. F.** – Dr. Sc., Professor, Professor of the Automation and Telemechanic Department, Perm National Research Polytechnic University, Perm, Russia; Professor of the Software Computing Systems Department, Perm State University, Perm, Russia.

### ABSTRACT

**Context.** The concept of existing computers when achieving nanoscale hardware has almost exhausted itself. This also applies to computing power and related energy costs. Reversible computing, for example billiard-ball computer, is the base model of the quantum computing which are considered to be the prospect of IT technology. Billiard-ball computing is energy-effective computing or green computing. Base of such paradigm are special logic gates. However, the mathematical apparatus for creating such computers has not yet been fully developed. The problem is that for new reversible elements that have a one-to-one correspondence between inputs and outputs, the application of well-known methods of analysis and synthesis encounters certain difficulties. So, for example, it is forbidden to use branching, which significantly complicates the synthesis. Reversible elements should provide signal transmission in the forward and reverse directions, which is in principle feasible in binary logic based on tri-states buffers, but significantly complicates the device, increases the crystal area and power consumption, which they are designed to reduce.

**Objective.** The goal of the work is the analysis of the functionally complete reversible gates that named Toffoli gate, Fredkin gate, the analysis of the binary full adder, based on Fredkin gates and to design method for circuits based proposed gate.

**Methods.** Analysis of the digital circuits with Boolean algebra. Synthesis digital circuits with proposed decomposition method. Design Fredkin gate in term of the FPGA's Look up Table. Simulation of proposed element in the system NI Multisim by National Instruments Electronics Workbench Group.

**Results.** Analysis of the full adder based on Fredkin gates. Synthesis method of the reversible circuits based on Fredkin gates. LUT based Fredkin gate and it simulation.

**Conclusions.** The conducted studies allows us to build circuits based on Fredkin gates from proposed novel elements.

**KEYWORDS:** Quantum Computing, Logic Function, Fredkin Gate, Shannon decomposition or Boolean factorization.

### ABBREVIATIONS

CNF is a Conjunctive Normal Form;  
DNF is a Disjunctive Normal Form;  
FG is a Fredkin Gate;  
FPGA is a Field-Programmable Gate Array;  
LUT is a Look up Table of FPGAs;  
TG is a Toffoli Gate;  
XOR is an exclusive OR.

### NOMENCLATURE

*A* is a third Fredkin Gate (or Toffoli Gate) input;  
*B* is a second Fredkin Gate (or Toffoli Gate) input;  
*C* is a first Fredkin Gate (or Toffoli Gate) input;  
*F1* is a first Fredkin Gate output;  
*F2* is a second Fredkin Gate output;  
*F3* is a third Fredkin Gate output;  
*g* is a "trash" output of an Adder;  
 $j(x_1x_2, \dots, x_n), j = f, h, g, v, w, \dots$  is a decomposition function;  
*k* is an iteration variable;  
*p* is a first input/output of an Adder;  
*q* is a second input/output of an Adder;  
*r* is a third input or input carry of an Adder;  
*S* is an additional function;  
 $x_1x_2, \dots, x_n$  are the abstract variables;  
*Z1* is a first Toffoli Gate output;  
*Z2* is a second Toffoli Gate output;  
*Z3* is a third Toffoli Gate output.

### INTRODUCTION

Quantum computing is actual area of modern science and technology [1, 2]. It is believed that quantum computers, that manipulates *q*-bits and *q*-bytes, can give a sharp leap in the memory size and computing power to

solve many IT problems in the future. The area of reversible computation is closely related to these studies [3]. Reversible computation means that we can reverse calculation process and get input data, for example to check out computation. Reversible computation is the base of green computing. For example, so called "billiard-ball" computing get energy quanta ("balls"), in contrast traditional computing, only online, so power consumption is many less. In ideal model the same balls can used many times and turn back to the source. In Quantum computer, in special quantum logic balls are *q*-bits, but this paradigm can be successfully used in binary logic, binary computers and digital circuit. As energy quanta in billiard computers, you can use charges stored on capacitors. In addition, it can be used for modeling in quantum devices design. Reversible computing requires novel reversible gates, for example binary gates. Some of these elements are TG, FG. Analyze and synthesis reversible gates circuits have their own characteristics and difficulties, for example fan-out problem. However, fan-out restricted allows solving race hazard problem in digital devices. Therefore, a detailed examination of these features is of considerable interest.

**The object of study** are the elementary Quantum gates and circuits based on binary Fredkin gates [4, 5].

**The purposes of the work** are to analyze of the full adder based on binary Fredkin gates and design binary Fredkin gates circuits synthesis method based on proposed element, similar LUT FPGA.

### 1 PROBLEM STATEMENT

**Given:** Full adder based on FG [9]. There are five rows of signals *p, q, r*, including constants 0,1 and five reversible elements. The internal structure of the Fredkin

element is not disclosed. The first  $p$  and second  $q$  are the bits (“ $q$ -bits” in common case) to be added, the third  $r$  is the input carry (carry in). Some of the outputs ( $p,q$ ) of the device repeat the inputs ( $p,q$ ). There are outputs parity  $r \oplus p \oplus q$  and carry out  $rp \vee rq \vee pq$ . There is “trash” output  $g$ . Every Fredkin gate has own inputs  $C,B,A$  and outputs  $F1,F2,F3$ .

In case  $C=1, F1=1, F2=A, F3=B$ . In case  $C=0, F1=0, F2=B, F3=A$ . In the literature [1–17], the problems of analyze and synthesis FG-circuits, FG realization in FPGA are not fully covered. There is no detailed description in terms of Boolean algebra [18].

**It is required:** perform Boolean analyze of the FG-full adder, to propose Boolean synthesis method FG-circuit for a given logic function, perform to design LUT based FG and it simulation.

Describe every Fredkin gate input like Boolean function  $A_i(p, q, r), B_i(p, q, r), C_i(p, q, r), i = 1...5..$

Describe every Fredkin gate output like Boolean function  $F_{1,i}(p, q, r), F_{2,i}(p, q, r), F_{3,i}(p, q, r)$ .

Prove that the required parity and carry are formed at the device outputs.

Based on the analysis, to propose a synthesis method for a given logical function and verify it by completing the construction of the circuit from the end. Taking logic function  $f(x_1x_2, \dots, x_n)$  to get

$$A_i(x_1x_2, \dots, x_n), B_i(x_1x_2, \dots, x_n), C_i(x_1x_2, \dots, x_n), i;$$

$$F_{1,i}(x_1x_2, \dots, x_n), F_{2,i}(x_1x_2, \dots, x_n), F_{3,i}(x_1x_2, \dots, x_n).$$

It is need to design element’s architecture based on LUT FPGA logic elements and to perform simulate the proposed element.

## 2 REVIEW OF THE LITERATURE

Currently rises research in reversible computing, in quantum computing [1–5]. For the quantum operations special gates are used. Let us consider how they are described in the literature [1–9] and obtain in detail the corresponding Boolean functions.

Toffoli gate TG [9], proposed in 1980, is Control-Control NOT or CCNOT. Toffoli gate’s conditional symbol and functions shows Fig. 1 and Table 1.

Minimization of the Toffoli gate’s function  $Z3$  by Karnaugh map and permutation matrix shows Fig. 1.

Here  $C,B$  are control inputs (Fig.1). If  $C=B=1$  gate works like NOT gate. Otherwise, the repeat function of  $A$  input is implemented on the  $Z3$  output. Expressions (1) describes Toffoli gate in DNF:

$$\begin{cases} Z_1(CBA) = C; \\ Z_2(CBA) = B; \\ Z_3(CBA) = \bar{C}A \vee \bar{B}A \vee CB\bar{A}. \end{cases} \quad (1)$$

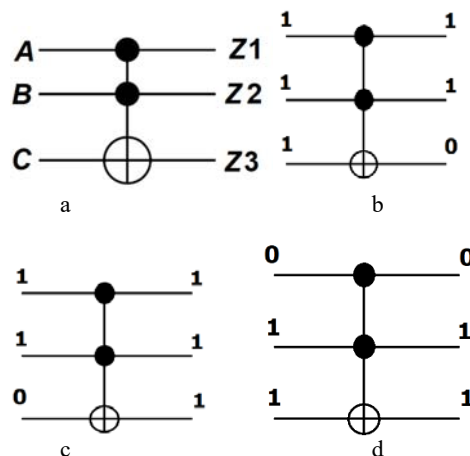


Figure 1 – Toffoli gate: a – Conditional Symbol,  $A,B,C$  – Inputs,  $Z1,Z2,Z3$  – outputs; b –  $C=B=1, A=1, Z3=0$ ; c –  $C=B=1, A=0, Z3=1$ ; d – if  $C$  not equal  $B$ , then  $Z3=A$

Table 1 – Toffoli Gate’s Truth Table for the binary logic

№	$C$	$B$	$A$	$Z1$	$Z2$	$Z3$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	1
2	0	1	0	0	1	0
3	0	1	1	0	1	1
4	1	0	0	1	0	0
5	1	0	1	1	0	1
6	1	1	0	1	1	1
7	1	1	1	1	1	0

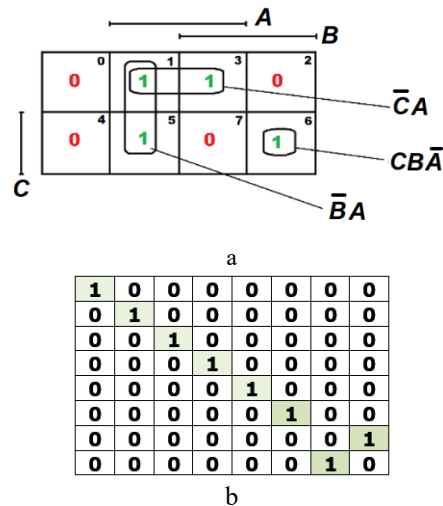


Figure 2 – Toffoli gate: a – Truth table as the Karnaugh map; b – Permutation Matrix

Note that  $Z_3(C1A) = \bar{C}A \vee C\bar{A} = C \oplus A$ .

Fredkin gate FG (CSWAP, Controlled swap gate) proposed supposedly in 1982 together with Toffoli [1–5, 9]. Fredkin gate’s Conditional Symbol and functions shows Fig. 3 and Table 2.

Minimization of the Fredkin gate’s functions  $Z2,Z3$  by Karnaugh maps and permutation matrix shows Fig.4

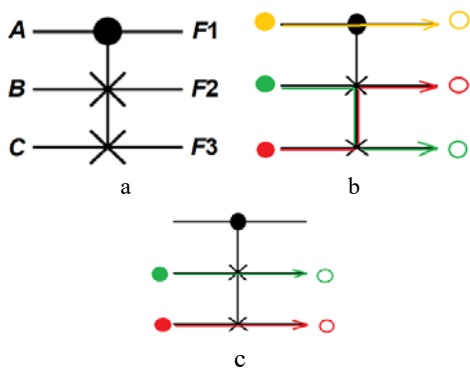


Figure 3 – Fredkin Gate: a – Conditional Symbol; b – input green and red balls swapped if C=1 (yellow ball); c – input green and red balls transit to the same outputs if C=0

Table 2 – Fredkin Gate’s Truth Table for the binary logic

№	C	B	A	F1	F2	F3
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	1
2	0	1	0	0	1	0
3	0	1	1	0	1	1
4	1	0	0	1	0	0
5	1	0	1	1	1	0
6	1	1	0	1	0	1
7	1	1	1	1	1	1

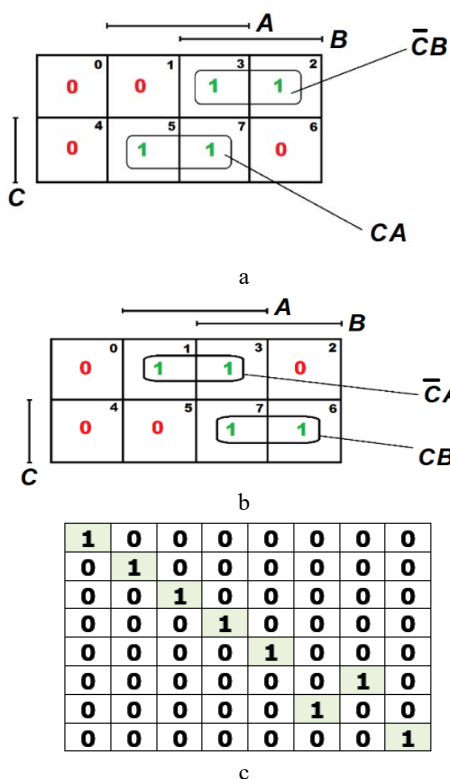


Figure 4 – Fredkin gate: a – Truth table as the Karnaugh map; b – Permutation Matrix

Note that the parity is observed in Truth table Fig.4 a: the number of units is the same at the input and output, unlike Table 1. Really, in billiard logic it is impossible to change the number of balls.

Therefore in DNF and Jegalkin Form (Polinom) present expressions (2):

$$\begin{cases}
 F_1 = C; \\
 F_2 = CA \vee \overline{CB} = CA \oplus \overline{CB} = \\
 (\overline{CA})\overline{CB} \vee (CA)(\overline{\overline{CB}}) = (\overline{C} \vee \overline{A})\overline{CB} \vee (CA)(C \vee \overline{B}) = \\
 = CA \vee \overline{CB}; \\
 F_3 = \overline{CA} \vee CB = \overline{CA} \oplus CB = \\
 = (\overline{\overline{CA}})CB \vee (\overline{CA})(\overline{\overline{CB}}) = (C \vee \overline{A})CB \vee (\overline{CA})(\overline{C} \vee \overline{B}) = \\
 = CA \vee \overline{CB}.
 \end{cases} \quad (2)$$

In F3 C and not C swapped. Let S is additional Function [9]:

$$S(CBA) = (A \oplus B)C. \quad (3)$$

Therefore, we can get expression (4).

$$\begin{aligned}
 F_2(CBA) &= B \oplus S, \\
 F_1(CBA) &= A \oplus S.
 \end{aligned} \quad (4)$$

Poretsky’s law used  $\overline{CB} \vee B = C \vee B$  and common gluing law  $AC \vee AB \vee \overline{CB} = CA \vee \overline{CB}$  – expression (5):

$$\begin{aligned}
 (A \oplus B)C \oplus B &= \\
 = (C\overline{A}\overline{B} \vee C\overline{A}B) \vee \overline{(C\overline{A}\overline{B} \vee C\overline{A}B)}B &= \\
 = C\overline{A}\overline{B} \vee (C \vee \overline{A} \vee B)(\overline{C} \vee A \vee \overline{B})B &= \\
 = C\overline{A}\overline{B} \vee (\overline{C} \vee \overline{A}\overline{B} \vee AB)B &= \\
 = C\overline{A}\overline{B} \vee \overline{CB} \vee AB &= \\
 = A(C\overline{B} \vee B) \vee \overline{CB} &= \\
 = A(C \vee B) \vee \overline{CB} &= \\
 = AC \vee AB \vee \overline{CB} &= \\
 = CA \vee \overline{CB}.
 \end{aligned} \quad (5)$$

Similarly, we can prove next:

$$\begin{aligned}
 (A \oplus B)C \oplus A &= \\
 = (C\overline{A}\overline{B} \vee C\overline{A}B) \vee \overline{(C\overline{A}\overline{B} \vee C\overline{A}B)}A &= \\
 = C\overline{A}\overline{B} \vee (C \vee \overline{A} \vee B)(\overline{C} \vee A \vee \overline{B})A &= \\
 = C\overline{A}\overline{B} \vee (\overline{C} \vee \overline{A}\overline{B} \vee AB)A &= \\
 = C\overline{A}\overline{B} \vee \overline{CA} \vee AB &= \\
 = B(C\overline{A} \vee A) \vee \overline{CA} &= \\
 = B(C \vee A) \vee \overline{CA} &= \\
 = \overline{CA} \vee CB \vee AB &= \\
 = CB \vee \overline{CA}.
 \end{aligned} \quad (6)$$

Functional completeness not respected for F2, F3. F2 has number 172 and not corresponds Post criterions (exist truth-preserving and falsity-preserving: saves constants 0.1). F3 has number 202 and not corresponds Post criterions too (saves constants 0.1). When B=0 for F2, we get binary number 1000 (conjunction). Conjunction implementation shows expression (7):

$$F_2(CBA) = CA \vee \bar{C}B \Rightarrow F_2(C0A) = CA. \quad (7)$$

When  $B=1$  for  $F_3$ , we get binary number 1110 (disjunction). Implementation of Disjunction shows expression (8):

$$F_3(CBA) = CB \vee \bar{C}A \Rightarrow F_3(C1A) = CB \vee \bar{C}A = C \vee \bar{C}A = C \vee A. \quad (8)$$

When  $B=1, A=0$  for  $F_2$ , we get binary number 10 (NOT). Implementation of NOT operation shows expression (9):

$$F_2(CBA) = CA \vee \bar{C}B \Rightarrow F_2(C10) = \bar{C}. \quad (9)$$

Thus, a Boolean analysis of TG and FG expressions given in the literature performed. Expressions (7), (8), (9) describes minimal functional complete sets AND, NOT (7), (9) or OR, NOT (8), (9).

### 3 MATERIALS AND METHODS

Let us use Boolean analyze method for the circuit of a single-bit binary adder based on five Fredkin gates [9] – Fig. 5.

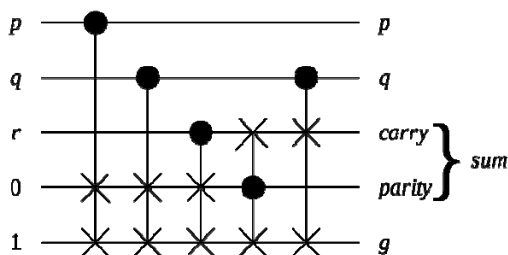


Figure 5 – Full adder based on five FG

Note that there are no branches in this circuit. They are forbidden in reversible logic. Instead, branches are used repeaters. On the Fig. 5 uses additionally constant “0” and “1” (ancilla bits).

We get the functions at the output of the first element (the inputs “p”, 0, 1 to the left of the vertical bar, the outputs F). We get the expression (10):

$$\begin{cases} F_1(CBA) = C \Rightarrow F_{1,1}(p, 0, 1) = p; \\ F_2(CBA) = CA \vee \bar{C}B \Rightarrow F_{1,2}(p, 0, 1) = p1 \vee \bar{p}0 = p; \\ F_3(CBA) = \bar{C}A \vee CB \Rightarrow F_{1,3}(p, 0, 1) = \bar{p}1 \vee p0 = \bar{p}. \end{cases} \quad (10)$$

So we have outputs of first gate – Fig. 6.

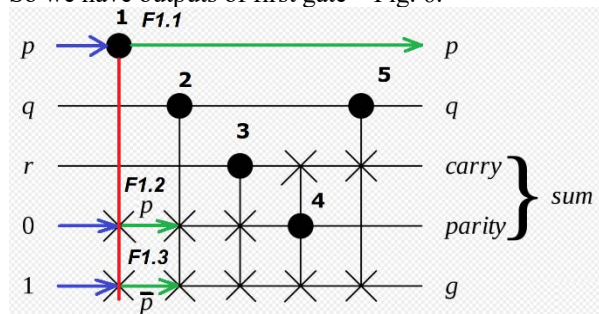


Figure 6 – Analysis of first FG

Then it is necessary to get outputs of second gate — expression (11):

$$\begin{cases} F_1(CBA) = C \Rightarrow F_{2,1}(q, p, \bar{p}) = p; \\ F_2(CBA) = CA \vee \bar{C}B \Rightarrow F_{2,2}(q, p, \bar{p}) = q\bar{p} \vee \bar{q}p = q \oplus p; \\ F_3(CBA) = \bar{C}A \vee CB \Rightarrow F_{2,3}(q, p, \bar{p}) = \bar{q}\bar{p} \vee qp = \overline{q \oplus p}. \end{cases} \quad (11)$$

In terms of the Fredkin gate, it sounds like this: bits 0 and 1 are swapped places if the control signal = 1 (is set), that is, when  $p = 1$ , signal 0 appears at the output of  $F1.2$ , and at the output of  $F1.3$  appears 1. These crosses mean “swap”. Analyze of the second element shows Fig. 7.

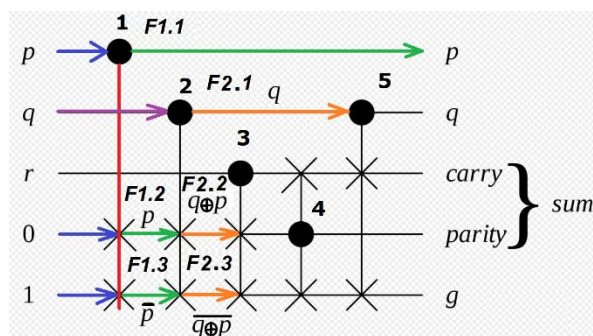


Figure 7 – Analysis of second FG

Thus, at the outputs of  $F2.2$ , and at the output of  $F2.3$  the input bits 0 and 1 again change places if  $p = q$ . We analyze the third element:

$$\begin{cases} F_1(CBA) = C \Rightarrow F_{3,1}(r, (q \oplus p), (\overline{q \oplus p})) = r; \\ F_2(CBA) = CA \vee \bar{C}B \Rightarrow F_{3,2}(r, (q \oplus p), (\overline{q \oplus p})) = r(q \oplus p) \vee \bar{r}(q \oplus p) = r \oplus p \oplus q; \\ F_3(CBA) = \bar{C}A \vee CB \Rightarrow F_{3,3}(r, (q \oplus p), (\overline{q \oplus p})) = \bar{r}(q \oplus p) \vee r(q \oplus p) = r \oplus p \oplus q. \end{cases} \quad (12)$$

Thus, we get Fig. 8.

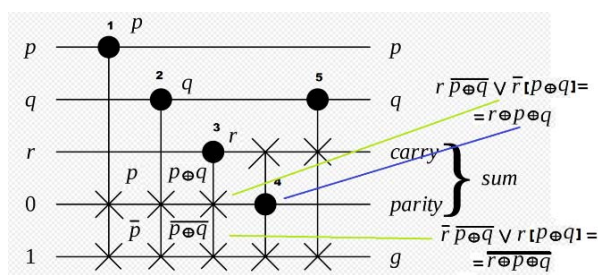


Figure 8 – Analysis of third FG

We see that indeed at the second output of the third element a sum or a sign of parity is formed, in fact – not parity. The control signal is the sum  $r \oplus p \oplus q$  because it passes in transit to the output (parity). Other signals are  $r$  and  $r \oplus p \oplus q$ . So forth element implements the following functions:



$$\left. \begin{aligned}
 F_1(CBA) &= C \Rightarrow F_{4,1}(\{r \oplus p \oplus q\}, r, \overline{\{r \oplus p \oplus q\}}) = \\
 &= r \oplus p \oplus q; \\
 F_2(CBA) &= CA \vee \overline{CB} \Rightarrow \\
 F_{4,2}(\{r \oplus p \oplus q\}, r, \overline{\{r \oplus p \oplus q\}}) &= \\
 (r \oplus p \oplus q)(r \oplus p \oplus q) \vee \overline{(r \oplus p \oplus q)}r &= \\
 &= (r \oplus p \oplus q)r; \\
 F_3(CBA) &= \overline{CA} \vee CB \Rightarrow \\
 F_{4,3}(\{r \oplus p \oplus q\}, r, \overline{\{r \oplus p \oplus q\}}) &= \\
 \overline{(r \oplus p \oplus q)}(r \oplus p \oplus q) \vee (r \oplus p \oplus q)r &= \\
 &= (r \oplus p \oplus q) \vee (r \oplus p \oplus q)r = \\
 &= \overline{(r \oplus p \oplus q)} \vee r.
 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

The fifth element implements the following functions

$$\left. \begin{aligned}
 F_1(CBA) &= C \Rightarrow F_{5,1}(q, \overline{(r \oplus p \oplus q)}r, \overline{(r \oplus p \oplus q)} \vee r) = \\
 &= q; \\
 F_2(CBA) &= CA \vee \overline{CB} \Rightarrow F_{5,2}(q, \overline{(r \oplus p \oplus q)}r, \overline{(r \oplus p \oplus q)} \vee r) = \\
 q\overline{(r \oplus p \oplus q)} \vee r \vee \overline{q}(r \oplus p \oplus q)r &= \\
 = q\overline{(r \oplus p \oplus q)} \vee qr \vee r\overline{(r \oplus p \oplus q)}; & \\
 F_3(CBA) &= \overline{CA} \vee CB \Rightarrow \\
 F_{5,3}(q, \overline{(r \oplus p \oplus q)}r, \overline{(r \oplus p \oplus q)} \vee r) &= \\
 \overline{q}\overline{(r \oplus p \oplus q)} \vee r \vee q\overline{(r \oplus p \oplus q)}r &= \\
 = \overline{pq} \vee r\overline{q} \vee r\overline{p} = \overline{r(pq)} \vee r\overline{(p \vee q)}. &
 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Therefore  $q\overline{(r \oplus p \oplus q)} \vee qr \vee r\overline{(r \oplus p \oplus q)}$  – is carry,  $\overline{r(pq)} \vee r\overline{(p \vee q)}$  – is garbage function. It was analysis.

Now let us solve the inverse problem. Author proposes synthesis method for FGs circuits with single output  $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ , based on decomposition by  $A, B, C$  forms (2). First step is selection some variable  $x_i$ :

$$\begin{aligned}
 F_{k,2} &= f(x_1, x_2, \dots, x_n) = \\
 &= x_i g(x_1, x_2, \dots, x_n) \vee \overline{x_i} h(x_1, x_2, \dots, x_n).
 \end{aligned} \quad (15)$$

Therefore, from (15) we can get inputs of last FG:

$$\begin{aligned}
 C_k &= x_i; \\
 B_k &= h(x_1, x_2, \dots, x_n); \\
 A_k &= g(x_1, x_2, \dots, x_n).
 \end{aligned} \quad (16)$$

Now regard some input ( $A$  or  $B$ ), for example,  $B$  of last FG (16) and select new variable  $x_j$ :

$$\begin{aligned}
 B_k &= h(x_1, x_2, \dots, x_n) = x_j v(x_1, x_2, \dots, x_n) \vee \\
 &\vee \overline{x_j} w(x_1, x_2, \dots, x_n).
 \end{aligned} \quad (17)$$

So, we have inputs of  $k-1$  FG. If  $x_j \neq x_i$  it means that  $x_i$  – is output of another FG, not  $k-1$  FG,  $x_j$  – is output of all circuit. Similar steps are performed until the decomposition functions ( $g, h, v, w \dots$  etc.) become input variables  $x_1, x_2, \dots, x_n$  or constants 0.1.

#### 4 EXPERIMENTS

Now regard synthesis. Let we need to get circuit for next function on  $F2$  output of the last FG:

$$\overline{q}(r \oplus p \oplus q) \vee \overline{q}r \vee \overline{\{r \oplus p \oplus q\}}r. \quad (18)$$

It is carry function (12). Conditional FG symbol shows Fig. 9.

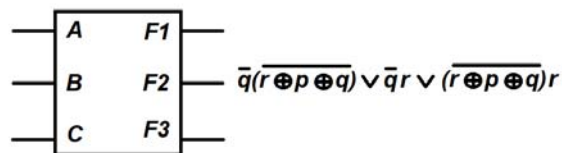


Figure 9 – Last FG

Let use Shannon decomposition or Boolean factorization to get  $A, B, C$  functions. Select  $q$  variable:

$$\begin{aligned}
 &\overline{q}(\overline{q}(r \oplus p \oplus q) \vee qr \vee \overline{\{r \oplus p \oplus q\}}r) \vee \\
 &\vee q(\overline{q}(r \oplus p \oplus q) \vee qr \vee \overline{\{r \oplus p \oplus q\}}r).
 \end{aligned} \quad (19)$$

Conversing (19) we can get expression (20):

$$\begin{aligned}
 &\overline{q}(\overline{q}(r \oplus p \oplus q) \vee r \vee \overline{\{r \oplus p \oplus q\}}r) \vee q(\overline{\{r \oplus p \oplus q\}}r) = \\
 &= \overline{q}(\overline{(r \oplus p \oplus q)} \vee r) \vee q(\overline{(r \oplus p \oplus q)}r).
 \end{aligned} \quad (20)$$

Expression (20) means, that inputs FG( $k$ ) are next:

$$\begin{aligned}
 C &= q; \\
 B &= \overline{(r \oplus p \oplus q)}r; \\
 A &= \overline{(r \oplus p \oplus q)} \vee r.
 \end{aligned} \quad (21)$$

Expression (21) describes outputs of FG( $k-1$ ) too. So we have FG( $k$ ) circuit, shows at Fig. 10.

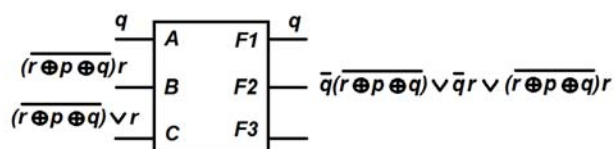


Figure 10 – FG( $k$ ) circuit

Having inputs  $A, B, C$  we can get  $F3$ , but we don't want. Output  $F3$  is not needed (trash). Getting inputs of FG( $k-1$ ) shows factorization by  $r$ :

$$\begin{aligned}
 F_{k-1,2} &= r(\overline{(r \oplus p \oplus q)}r) \vee \overline{r}(\overline{(r \oplus p \oplus q)}r) = \\
 &= \overline{(r \oplus p \oplus q)}r.
 \end{aligned} \quad (22)$$

Expression (22) means, that  $q$  to the FG( $k$ ) transit from another gate:

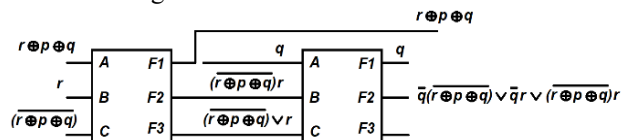


Figure 11 – FG( $k$ ) + FG( $k-1$ ) circuit

Further, we consider  $r \oplus p \oplus q$  ( $C$  input) and  $r$  – factorization:

$$\begin{aligned}
 & r(r \oplus p \oplus q) \vee \bar{r}(r \oplus p \oplus q) = \\
 & = r(\overline{rqp} \vee rqp \vee \overline{rqp} \vee \overline{rqp}) \vee \\
 & \vee \bar{r}(\overline{rqp} \vee rqp \vee \overline{rqp} \vee \overline{rqp}) = \\
 & = r(\overline{qp} \vee qp) \vee \bar{r}(\overline{qp} \vee qp) = \\
 & = r(p \oplus q) \vee \bar{r}(p \oplus q).
 \end{aligned}
 \tag{23}$$

Expression (23) means that  $k-2$  FG inputs are formulas (24):

$$\begin{aligned}
 C &= r; \\
 B &= p \oplus q; \\
 A &= \overline{p \oplus q}.
 \end{aligned}
 \tag{24}$$

So Fig. 12 shows a new circuit.

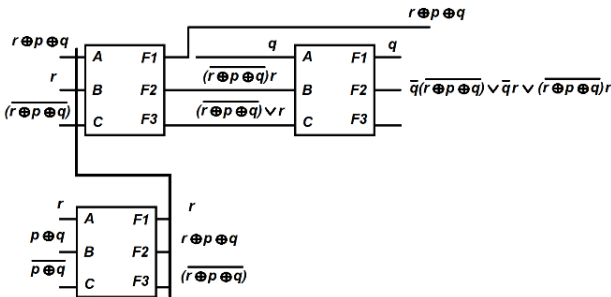


Figure 12 –  $FG(k) + FG(k-1) + FG(k-2)$  circuit

Next step is  $p$ -factorization:

$$\begin{aligned}
 & p(p \oplus q) \vee \bar{p}(p \oplus q) = \\
 & = p(\overline{pq} \vee pq) \vee \bar{p}(\overline{pq} \vee pq) = \\
 & = p\bar{q} \vee pq.
 \end{aligned}
 \tag{25}$$

Fig. 13 shows next circuit according additional expression (25).

At last, we consider  $q$  – factorization and get  $F_{k-4}(q, 1, 0)$ . So full circuit is shown at Fig. 14.

We see that the inputs of the device are  $r, p, q, 0, 1$  and, although we got a slightly different Fig. 5 circuit, it implements the same functions, namely a full single-bit adder. The output of the last gate  $F3$  is not used. Output  $r \oplus p \oplus q$  is parity (sum). It is easy to see that the circuit is reversible.

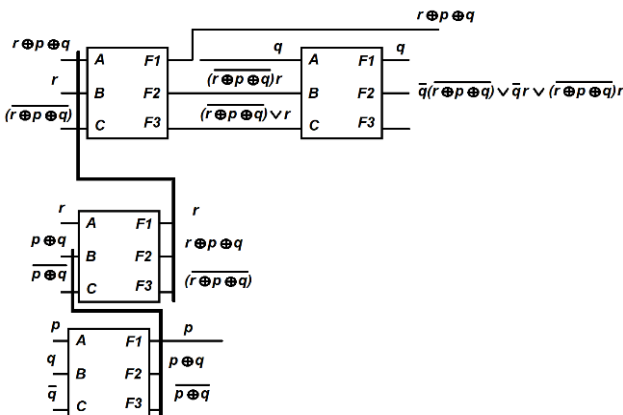


Figure 13 –  $FG(k) + FG(k-1) + FG(k-2) + FG(k-3)$  circuit

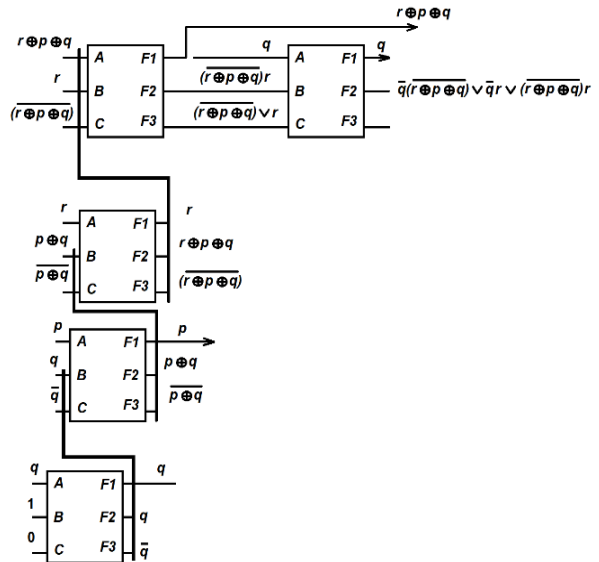


Figure 14 – Full  $FG(k) + FG(k-1) + FG(k-2) + FG(k-3) + FG(k-4)$  circuit

For example, we can set unit values and “drive” them from inputs to outputs, using simple rules. If the input unit  $C$  is a logical unit (“ball”), then the signals installed at inputs  $A$  and  $B$  at the outputs are swapped. If there is a logical zero at input  $C$  (there is no ball), then the signals installed at inputs  $A$  and  $B$  go to the outputs without changes. Therefore, at the  $p=1, q=1, r=1$  on outputs “parity” and “carry” are formed 1. This is forward mode. In the back mode we can install “parity”=1 and “carry”=1 and then “to roll” “balls” to the input  $p, q, r$ .

In this mode FG inputs and outputs are swapped:  $F1=C; F2=B; F3=A$ .

## 5 RESULTS

Based on the above studies, is proposed FG realization by1-LUT (Fig. 15).

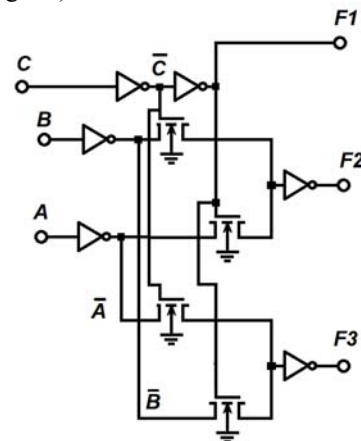


Figure 15 – Proposed FG realization by1-LUT

The signal  $C$  passes to the output  $F1$  without changing, and two inverters play the role of a signal amplifier.

Signals  $B$  and  $A$  are transmitted to the outputs of either  $F2$  or  $F3$  depending on the value of signal  $C$  which controls the corresponding pass transistors.

1-LUT based FG simulation in Multisim CAD shown at Fig. 16.

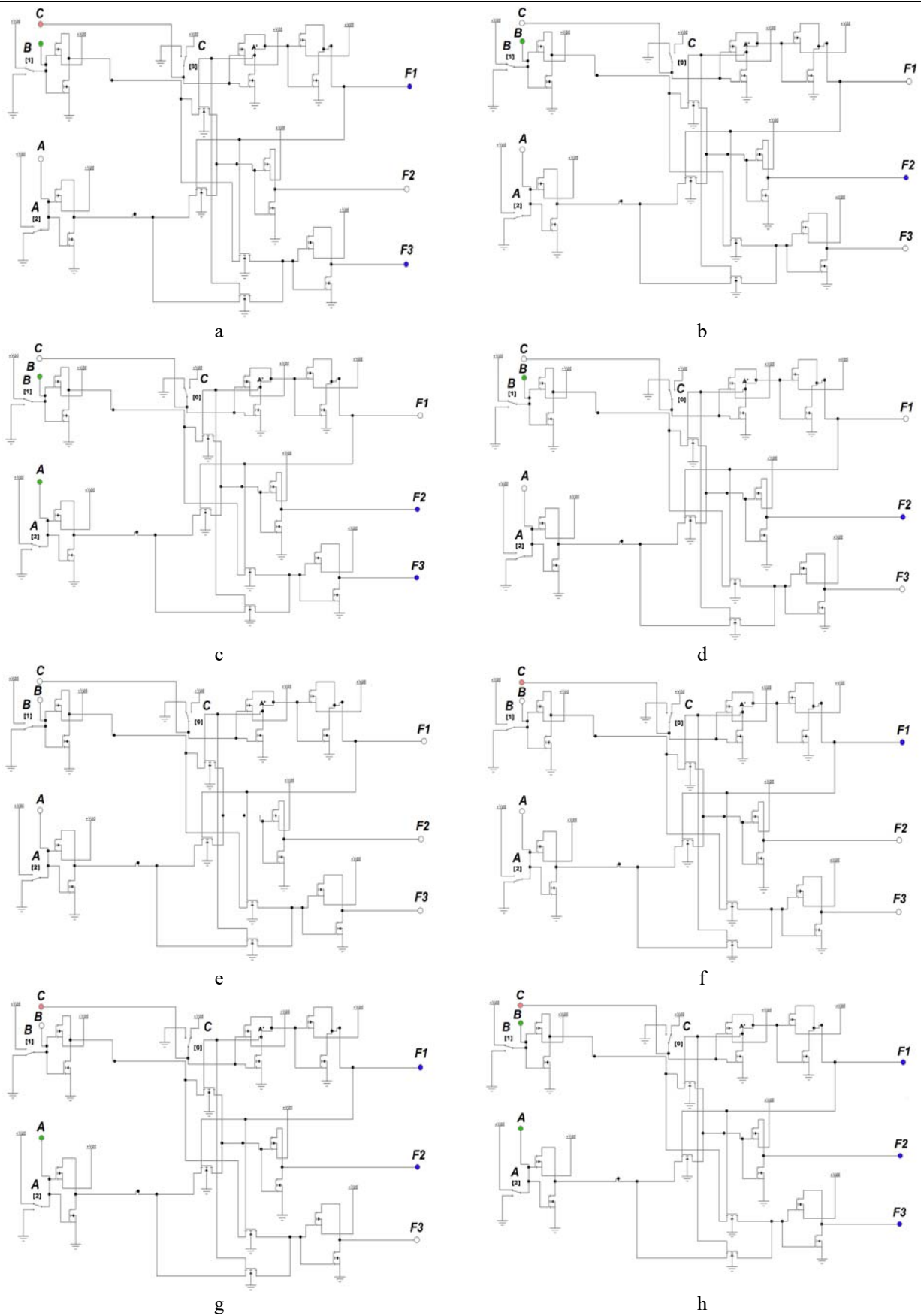


Figure 16 – 1-LUT based FG simulation in Multisim CAD:

a –  $C=1, B=1, A=0$ ; b –  $C=0, B=1, A=0$ ; c –  $C=0, B=1, A=1$ ; d –  $C=0, B=1, A=0$ ; e –  $C=0, B=0, A=0$ ; f –  $C=1, B=0, A=0$ ; g –  $C=1, B=0, A=1$ ; h –  $C=1, B=1, A=1$

## 6 DISCUSSION

Proposed LUT for one variable has two trees in different to usual LUT FPGA [18]. Two NOT gates on  $C$  input are needed to restore binary signal from another gates. Output  $F1$  repeat control input  $C$ . Input  $B$  can be connected to the output  $F2$  if  $C=0$  or to the output  $F3$  if  $C=1$ . Input  $A$  can be connected to the output  $F3$  if  $C=0$  or to the output  $F2$  if  $C=1$ . NOT gates on input  $B$ ,  $C$  and NOT gates on outputs  $F2$ ,  $F3$  are needed to restore binary signal from another gates too.

So there is bijective reflection  $CBA$  to  $F1F2F3$  accordingly Truth Table 2. Such useful feature allows checking out gates in fault tolerant devices [19–21]. This implementation requires 16 transistors.

Successful simulation of the proposed FG-LUT shows Fig.16. We see at  $C=1, B=1, A=0$   $F1=1, F2=0, F3=1$  ( $B$  and  $A$  swapped); at  $C=0, B=1, A=0$   $F1=0, F2=1, F3=0$ ; at  $C=0, B=1, A=1$   $F1=0, F2=1, F3=1$ ; at  $C=0, B=1, A=0$   $F1=0, F2=1, F3=0$ ; at  $C=0, B=0, A=0$   $F1=0, F2=0, F3=0$  etc. Table 2 proved.

As it evident from the Fig. 15,16 – this gate works in one mode “Forward” from the left to right. If we modify circuit Fig. 15 and include “Back” mode, we shall get Fig. 17.

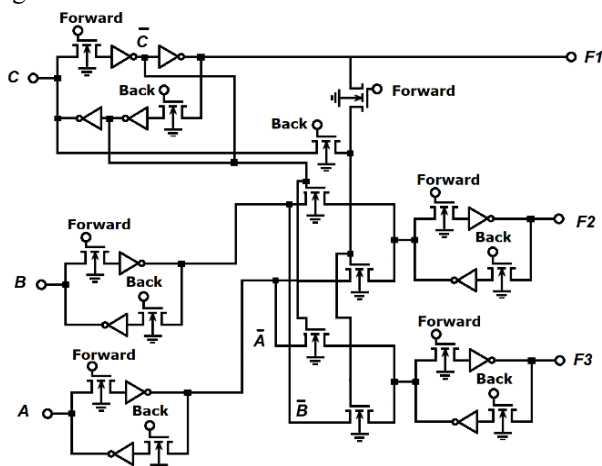


Figure 17 – Proposed 1-LUT based FG with two modes: Forward and Back

Complexity of modified gate is very larger: 24 (NOT gates) +16 (pass transistors) = 40 transistors. Therefore, we must find new ways two modes realization, for example by tri-states buffers; however, it increase time delay yet more and power consumption too.

Next discussion direction is using proposed gate in future CMOS adiabatic logic: how to control “balls” of power supply for the NOT gates? In addition, there is the problem of capacitors power supply leaking.

Creating of the fault tolerant reversible logic may be solve in view including redundancy [21–22] with considering restriction [23].

## CONCLUSIONS

The problem of creating reversible logic gates and reversible circuits and devices is the point of growing modern IT. Boolean algebra allows to describe reversible

logic analyses and synthesis, but complexity such math requires to design new more simply description in terms “swap” or “not swap” relate each variable.

The scientific novelty of obtained results is that the proposed synthesis method and proposed gates creates base for design reversible circuits.

The practical significance of obtained results lies in the fact that the simulation of the proposed gates confirmed their effectiveness, which allows you to create reversible systems in FPGAs.

Prospects for further research are to study the problem of checking out and diagnosis of gates. Optimization of the amount repeaters for the fan-out imitation is interest direction. Design layout of the proposed gate may be subject of the next article. Design software for automatic synthesis proposed FG circuits may be subject of the new science projects.

## ACKNOWLEDGEMENTS

This research was carried out with the support of the Department of Automation and Remote Control of the Perm National Research Polytechnic University (Head of the department Prof. Yuzhakov Alexander Anatolievich) and of the Department of Software Computing Systems of the Perm State University.

Grate thanks to the PhD Oleg V. Goncharovskiy, Drs Vladimir I. Freiman and Irina A. Barinova (Perm National Research Polytechnic University) too.

Special thanks to the honored inventor of Ukraine, Doctor of Technical Sciences, Professor Kharchenko Vyacheslav Sergeevich, PhD Oleg Illiashenko (National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”) and to the Doctor of Technical Sciences, Professor Drozd Alexander Valentinovich (Odessa National Polytechnic University).

This work was supported in part by a grant from EU by TEMPUS-GreenCo (530270-TEMPUS-1-2012-1-UK-TEMPUS-JPCR).

## REFERENCES

1. Quantum Gates – [Electronic resource]. Access mode: <https://web.archive.org/web/20150104033422/http://web.stanford.edu/~rsasaki/AP226/AP226.html>
2. Morita K. Reversible Logic Gates. [Electronic resource]. Access mode: [https://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-4-431-56606-9\\_4](https://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-4-431-56606-9_4)
3. Reversible Computing. [Electronic resource]. Access mode: <http://web.eecs.utk.edu/~bmaclenn/Classes/494-594-UC-F14/handouts/LNUC-II.C.3-9.pdf>
4. Lala P. K., Parkerson J. P., Chakraborty P. Adder Designs using Reversible Logic Gates. [Electronic resource]. Access mode: <https://pdfs.semanticscholar.org/f782/40586e5c74688c439784498d8bd31bab866c.pdf>
5. Rangaraju H. G, Venugopal U., Muralidhara K. N., Raja K. B. Low Power Reversible Parallel Binary Adder/Subtractor. [Electronic resource]. Access mode: <https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1009/1009.6218.pdf>
6. Xu S. Reversible Logic Synthesis with Minimal Usage of Ancilla Bits. [Electronic resource]. Access mode: <https://arxiv.org/pdf/1506.03777.pdf>
7. Mubin U. H., Zarrin T. S., Hafiz M. An Improved Design of a Reversible Fault Tolerant LUT-based FPGA, 29th International Conference on VLSI Design and 2016 15th International Conference on Embedded Systems, VLSID-2016, 4–8 Jan. 2016: proceedings.

8. Fredkin E., Toffoli T. Conservative logic, *International Journal of Theoretical Physics*, 21, 3/4, p. 219–253, 1982.
9. Patel R. B., Ho J., Ferreyrol F., Ralph T. C., Pryde G. J. A quantum Fredkin gate [Electronic resource]. Access mode: <https://advances.sciencemag.org/content/2/3/e1501531>
10. Rosanna M., Prasanna M., Amudha S. Implementation of testable reversible sequential circuit on FPGA, *2015 International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems, ICIECS-2015, 19–20 March 2015: proceedings*. Coimbatore, India, IEEE, 2015, pp. 145–150. DOI: 10.1109/ICIECS.2015.7192888
11. Himanshu T., Vinod A. P. Design of Reversible Sequential Elements With Feasibility of Transistor Implementation, *2007 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 27–30 May 2007: proceedings*. New Orleans, LA, USA: IEEE, 2007, pp. 121–126. DOI: 10.1109/ISCAS.2007.378815
12. Yelekar R. P., Sujata S. C. Design of sequential circuit using reversible logic, *IEEE-International Conference On Advances In Engineering, Science And Management, ICAESM-2012, 30–31 March 2012: proceedings*. Nagapattinam, Tamil Nadu, India, IEEE, 2012, pp. 321–326
13. Kiran J., Binu K. M. Implementation of a FIR filter model using reversible Fredkin Gate, *2014 International Conference on Control, Instrumentation and Computational Technologies, ICCICT-2014, 10–11 July 2014: proceedings*. Kanyakumari, India, IEEE, 2014, pp. 125–132. DOI: 10.1109/ICICT.2014.6993048
14. Dueck G. W., Maslov D., Miller D.M. Transformation-based synthesis of networks of Toffoli/Fredkin gates, *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Toward a Caring and Humane Technology, CCECE –2003, 4–7 May 2003: proceedings*. Montreal, Quebec, Canada, IEEE, 2003, pp. 211–214. DOI: 10.1109/CCECE.2003.1226380
15. Kiran D. K., Akalpita L. K. Implementation of 4-Tap FIR Filter Using Fredkin Gate, *International Journal of Engineering Science and Computing*, June, 2016, Volume 6, Issue No. 6, pp. 6504–6508. DOI 10.4010/2016.1563
16. Himanshu T., Ranganathan N., Kotiyal S. Design of Testable Reversible Sequential Circuits, *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, July 2013, Volume 21, Issue No 7, pp. 1201–1209. DOI: 10.1109/TVLSI.2012.2209688
17. Shannon C. E. The synthesis of two-terminal switching circuits [Electronic resource]. Access mode: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6771698>
18. Tyurin S. F., Grekov A. V. Study of the multy input LUT complexity, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2018, No. 1, pp. 14–21. DOI: 10.15588/1607-3274-2018-1-2
19. Tyurin S. F. Investigation of a Hybrid Redundancy in the Fault-Tolerant Systems, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2019, No. 2, pp. 23–33. 10.15588/1607-3274-2019-2-3
20. Tyurin S. F. LUT's Sliding Backup, *IEEE transactions on device and materials reliability*, 2019, Published, MAR, Vol. 19, Issue 1, pp. 221–225. DOI: 10.1109/TDMR.2019.2898724
21. Carmichael C. Triple Module Redundancy Design Techniques for Virtex FPGAs [Electronic resource]. Access mode: [https://www.xilinx.com/support/documentation/application\\_notes/xapp197.pdf](https://www.xilinx.com/support/documentation/application_notes/xapp197.pdf)
22. El-Maleh A. H., Al-Yamani A., Al-Hashimi B. M. Transistor-Level Defect Tolerant Digital System Design at the Nanoscale. Research Proposal Submitted to Internal Track Research Grant Programs [Electronic resource]. Access mode: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.474.3844&rep=rep1&type=pdf>
23. Mead C. A., Conway L. Introduction to VLSI Systems. [Electronic resource]. Access mode: [https://www.researchgate.net/publication/234388249\\_Introduction\\_to\\_VLSI\\_systems](https://www.researchgate.net/publication/234388249_Introduction_to_VLSI_systems)

Received 13.11.2019.  
Accepted 24.02.2020.

УДК 004.93

#### ЕЛЕМЕНТ ФРЕДКІНА НА БАЗІ LUT

**Тюрін С. Ф.** – д-р техн. наук, професор, професор кафедри автоматики і телемеханіки Пермського національного дослідницького політехнічного університету, Пермь, Росія; професор кафедри математичного забезпечення обчислювальних систем Пермського державного національного дослідницького університету, Пермь, Росія.

#### АНОТАЦІЯ

**Актуальність.** Концепція існуючих комп'ютерів при досягненні нанорозмірів апаратних засобів практично вичерпала себе. Це також відноситься до обчислювальної потужності і пов'язаними з нею витратами на енергію. Оборотні обчислення, наприклад, білярдний комп'ютер, є базовою моделлю квантових обчислень, які вважаються перспективою ІТ-технологій. Білярдні обчислення – це енергозберігаючі або екологічно чисті обчислення. Основою такої парадигми є спеціальні логічні елементи. Однак, математичний апарат для створення таких комп'ютерів ще не повністю розроблений. Проблема полягає в тому, що для нових оборотних елементів, які мають взаємно однозначну відповідність між входами і виходами, застосування відомих методів аналізу і синтезу стикається з певними труднощами. Так, наприклад, заборонено використовувати розгалуження, що істотно ускладнює синтез. Оборотні елементи повинні забезпечувати передачу сигналу в прямому і зворотному напрямках, що в принципі можливо в двійковій логіці, заснованої на буферах з трьома станами, але значно ускладнює пристрій, збільшує площу кристала і енергоспоживання, які вони покликані зменшити.

**Мета.** Метою даної роботи є аналіз функціонально завершених оборотних вентилів, які названі вентиляем Тoffoli, вентиляем Фредкіна, аналіз довічного повного суматора, заснованого на вентилях Фредкіна, і запропонований логічний метод синтезу проектування на основі запропонованого логічного елемента.

**Методи.** Аналіз цифрових схем з використанням булевої алгебри. Синтез цифрових схем запропонованим методом декомпозиції. Дизайн вентиля Фредкіна на базі LUT FPGA. Моделювання запропонованого елемента в системі NI Multisim від National Instruments Electronics Workbench Group.

**Результати.** Аналіз повного суматора на основі вентилів Фредкіна. Метод синтезу оборотних схем на основі вентилів Фредкіна. Вентиль Фредкіна на основі LUT і його моделювання.

**Висновки.** Проведені дослідження дозволяють будувати схеми на основі вентилів Фредкіна із запропонованих нових елементів.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** квантові обчислення, логічна функція, вентиль Фредкіна, розкладання Шеннона булева факторизація.

УДК 004.93

#### ЕЛЕМЕНТ ФРЕДКИНА НА БАЗЕ LUT

**Тюрин С. Ф.** – д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры автоматики и телемеханики Пермского национального исследовательского политехнического университета, Пермь, Россия; профессор кафедры математического обеспечения вычислительных систем Пермского государственного национального исследовательского университета, Пермь, Россия.

## АННОТАЦИЯ

**Актуальность.** Концепция существующих компьютеров при достижении наноразмеров аппаратных средств практически исчерпала себя. Это также относится к вычислительной мощности и связанными с ней затратами на энергию. Обратимые вычисления, например, бильярдный компьютер, являются базовой моделью квантовых вычислений, которые считаются перспективой ИТ-технологий. Бильярдные вычисления – это энергосберегающие или экологически чистые вычисления. Основой такой парадигмы являются специальные логические элементы. Однако математический аппарат для создания таких компьютеров еще не полностью разработан. Проблема заключается в том, что для новых обратимых элементов, которые имеют взаимно однозначное соответствие между входами и выходами, применение известных методов анализа и синтеза сталкивается с определенными трудностями. Так, например, запрещено использовать разветвление, что существенно усложняет синтез. Обратимые элементы должны обеспечивать передачу сигнала в прямом и обратном направлениях, что в принципе возможно в двоичной логике, основанной на буферах с тремя состояниями, но значительно усложняет устройство, увеличивает площадь кристалла и энергопотребление, которые они призваны уменьшить.

**Цель.** Анализ функционально завершённых обратимых вентилях, которые названы вентилем Тoffoli, вентилем Фредкина, анализ двоичного полного сумматора, основанного на вентилях Фредкина, и предложенный логический метод синтеза проектирования на основе предложенного логического элемента.

**Методы.** Анализ цифровых схем с использованием булевой алгебры. Синтез цифровых схем предложенным методом декомпозиции. Дизайн вентиля Фредкина на базе LUT FPGA. Моделирование предложенного элемента в системе NI Multisim от National Instruments Electronics Workbench Group.

**Результаты.** Анализ полного сумматора на основе вентилях Фредкина. Метод синтеза обратимых схем на основе вентилях Фредкина. Вентиль Фредкина на основе LUT и его моделирование.

**Выводы.** Проведенные исследования позволяют строить схемы на основе вентилях Фредкина из предложенных новых элементов.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** квантовые вычисления, логическая функция, вентиль Фредкина, разложение Шеннона или булева факторизация.

## ЛИТЕРАТУРА / LITERATURE

1. Quantum Gates – [Electronic resource]. – Access mode: <https://web.archive.org/web/20150104033422/http://web.stanford.edu/~rsasaki/AP226/AP226.html>
2. Morita K. Reversible Logic Gates. [Electronic resource] / K. Morita. – Access mode: [https://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-4-431-56606-9\\_4](https://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-4-431-56606-9_4)
3. Reversible Computing. [Electronic resource]. Access mode: <http://web.eecs.utk.edu/~bmaclenn/Classes/494-594-UC-F14/handouts/LNUC-II.C.3-9.pdf>
4. Lala P. K. Adder Designs using Reversible Logic Gates. – [Electronic resource] / P. K. Lala, J. P. Parkerson, P. Chakraborty. – Access mode: <https://pdfs.semanticscholar.org/f782/40586e5c74688c439784498d8bd31bab866c.pdf>
5. Low Power Reversible Parallel Binary Adder/Subtractor. [Electronic resource] / [H. G. Rangaraju, U. Venugopal, K. N. Muralidhara, K. B. Raja]. – Access mode: <https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1009/1009.6218.pdf>
6. S. Xu. Reversible Logic Synthesis with Minimal Usage of Ancilla Bits. [Electronic resource]. Access mode: <https://arxiv.org/pdf/1506.03777.pdf>
7. Mubin U. H. An Improved Design of a Reversible Fault Tolerant LUT-based FPGA / U. H. Mubin, T. S. Zarrin, M. Hafiz // 29th International Conference on VLSI Design and 2016 15th International Conference on Embedded Systems, VLSID-2016, 4–8 Jan. 2016: proceedings.
8. Fredkin E. Conservative logic. / E. Fredkin, T. Toffoli // International Journal of Theoretical. – Physics. – 21, 3/4. – P. 219–253, 1982.
9. A quantum Fredkin gate [Electronic resource] / [R. B. Patel, J. Ho, F. Ferreyrol et al.]. – Access mode: <https://advances.sciencemag.org/content/2/3/e1501531>
10. Rosanna M. Implementation of testable reversible sequential circuit on FPGA / M. Prasanna, S. Amudha // 2015 International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems, ICIIECS-2015, 19–20 March 2015: proceedings. – Coimbatore, India: IEEE, 2015. – P. 145–150. DOI: 10.1109/ICIIECS.2015.7192888
11. Himanshu T. Design of Reversible Sequential Elements With Feasibility of Transistor Implementation / T. Himanshu, A. P. Vinod // 2007 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 27–30 May 2007: proceedings. – New Orleans, LA, USA: IEEE, 2007. – P. 121–126. DOI: 10.1109/ISCAS.2007.378815
12. Yelekar R. P. Design of sequential circuit using reversible logic / R. P. Yelekar, S. C. Sujata // IEEE-International Conference On Advances In Engineering, Science And Management, ICAESM – 2012, 30–31 March 2012: proceedings. – Nagapattinam, Tamil Nadu, India: IEEE, 2012. – P.321–326
13. Kiran J. Implementation of a FIR filter model using reversible Fredkin Gate / J. Kiran, K. M. Binu // 2014 International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies, ICCICT –2014, 10–11 July 2014: proceedings. – Kanyakumari, India: IEEE, 2014. – P. 125–132. DOI: 10.1109/ICICT.2014.6993048
14. Dueck G.W. Transformation-based synthesis of networks of Toffoli/Fredkin gates / G. W. Dueck, D. Maslov, D. M. Miller // Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Toward a Caring and Humane Technology, CCECE –2003, 4–7 May 2003: proceedings. – Montreal, Quebec, Canada: IEEE, 2003. – P. 211–214. DOI: 10.1109/CCECE.2003.1226380
15. Kiran D. K. Implementation of 4-Tap FIR Filter Using Fredkin Gate / D. K. Kiran, L. K. Akalpita // International Journal of Engineering Science and Computing. – June 2016. – Volume 6, Issue No. 6. – P. 6504–6508. DOI 10.4010/2016.1563
16. Himanshu T. Design of Testable Reversible Sequential Circuits / T. Himanshu, N. Ranganathan, S. Kotiyal // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI). – 2013. – July Volume 21, Issue No. 7. – pp. 1201–1209. DOI: 10.1109/TVLSI.2012.2209688
17. Shannon C. E. The synthesis of two-terminal switching circuits [Electronic resource] / C. E. Shannon. – Access mode: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6771698>
18. Tyurin S. F. Study of the multy input LUT complexity / S. F. Tyurin, A. V. Grekov // Radio Electronics, Computer Science, Control. – 2018. – № 1. – P. 14–21. DOI: 10.15588/1607-3274-2018-1-2
19. Tyurin S.F. Investigation of a Hybrid Redundancy in the Fault-Tolerant Systems // Radio Electronics, Computer Science, Control. – 2019. – № 2. – P. 23–33. 10.15588/1607-3274-2019-2-3
20. Tyurin S. F. LUT's Sliding Backup. IEEE transactions on device and materials reliability. – 2019. – Published: MAR. – Vol. 19, Issue 1. – P. 221–225. DOI: 10.1109/TDMR.2019.2898724
21. Carmichael C. Triple Module Redundancy Design Techniques for Virtex FPGAs [Electronic resource]. – Access mode: [https://www.xilinx.com/support/documentation/application\\_notes/x\\_app197.pdf](https://www.xilinx.com/support/documentation/application_notes/x_app197.pdf)
22. El-Maleh A. H. Transistor-Level Defect Tolerant Digital System Design at the Nanoscale. Research Proposal Submitted to Internal Track Research Grant Programs [Electronic resource] / A. H. El-Maleh, A. Al-Yamani, B. M. Al-Hashimi. – Access mode: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.474.3844&rep=rep1&type=pdf>
23. Mead C. A. Introduction to VLSI Systems / C. A. Mead, L. Conway. – [Electronic resource]. – Access mode: [https://www.researchgate.net/publication/234388249\\_Introduction\\_to\\_VLSI\\_systems](https://www.researchgate.net/publication/234388249_Introduction_to_VLSI_systems)

# МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

## MATHEMATICAL AND COMPUTER MODELING

### МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

УДК 519.24

#### СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОПТИМИЗАЦИИ ПО СТОИМОСТНЫМ (ВРЕМЕННЫМ) ЗАТРАТАМ ПЛАНОВ ПОЛНОГО ФАКТОРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

**Кошевой Н. Д.** – д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой интеллектуальных измерительных систем и инженерии качества, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

**Костенко Е. М.** – д-р техн. наук, доцент, Полтавская государственная аграрная академия, Полтава, Украина.

**Муратов В. В.** – аспирант кафедры интеллектуальных измерительных систем и инженерии качества, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

**Крюков А. М.** – д-р техн. наук, профессор кафедры ракетно-артиллерийского вооружения, Национальная академия Национальной гвардии Украины, Харьков, Украина.

**Биленко А. И.** – д-р техн. наук, доцент, начальник докторантуры и адъюнктуры, Национальная академия Национальной гвардии Украины, Харьков, Украина.

**Морозов А. А.** – д-р техн. наук, профессор, первый заместитель начальника академии по учебно-методической и научной работе, Национальная академия Национальной гвардии Украины, Харьков, Украина.

#### АННОТАЦИЯ

**Актуальность.** Предложено применение методов поиска косяком рыб, обезьяньего поиска, прыгающих лягушек для построения оптимальных по стоимости (времени) планов эксперимента при исследовании технологических процессов и систем, позволяющих осуществление на них активного эксперимента.

**Цель работы.** Сравнительный анализ этих методов оптимизации по стоимостным (временным) затратам планов полного факторного эксперимента.

**Метод.** Предложены методы построения оптимальной по стоимости (времени) реализации матрицы планирования эксперимента с использованием алгоритмов поиска косяком рыб, обезьяньего поиска, прыгающих лягушек. В начале вводится количество факторов и стоимости переходов для каждого уровня факторов. Затем с учетом введенных данных формируется исходная матрица планирования эксперимента. Метод поиска косяком рыб основан на перестановке столбцов матрицы планирования эксперимента, исходя из суммы стоимостей (времен) переходов между уровнями для каждого из факторов. Косяки рыб формируются по следующему принципу: меньше косяков рыб там, где больше сумма стоимостей (времен) переходов между уровнями факторов. Затем выполняются перестановки косяков рыб, расположенных рядом в матрице планирования эксперимента. При использовании метода обезьяньего поиска столбцы матрицы планирования эксперимента представляют собой деревья. Каждое дерево состоит из ветвей, по которым перемещается обезьяна. Ветвей дерева больше там, где меньше сумма стоимостей (времен) переходов между уровнями факторов. Обезьяна начинает свое движение снизу вверх по каждой ветви дерева. Во время этого выполняется поиск по ветвям, на которых находится обезьяна по минимальному значению суммы стоимостей (времен) переходов между уровнями для каждого из факторов. В методе прыгающих лягушек выполняется определение успешной лягушки по наименьшей стоимости переходов между уровнями для каждого из факторов. После этого выполняются перестановки лягушек. Лягушка стремится к наиболее успешной и при условии нахождения поблизости остается в текущем местоположении. Затем рассчитывается выигрыш по сравнению с исходной стоимостью (временем) проведения эксперимента.

**Результаты.** Разработано программное обеспечение, реализующее предложенные методы, которое использовано для проведения вычислительных экспериментов по изучению свойств этих методов при исследовании технологических процессов и систем, позволяющих осуществление на них активного эксперимента. Получены оптимальные по стоимости (времени) реализации планы экспериментов, а также приведены выигрыши в результатах оптимизации по сравнению с исходной

стоимостью проведения эксперимента. Проведен сравнительный анализ методов оптимизации по стоимостным (временным) затратам планов полного факторного эксперимента.

**Выводы.** Проведенные эксперименты подтвердили работоспособность предложенных методов и реализующего их программного обеспечения, а также позволяют рекомендовать их для применения на практике при построении оптимальных матриц планирования эксперимента.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** оптимизация, метод поиска косяком рыб, планирование эксперимента, метод обезьяньего поиска, оптимальный план, метод прыгающих лягушек, стоимость, время.

### НОМЕНКЛАТУРА

$k$  – количество факторов объекта, введенных в исследование;

$t$  – время работы программы, с;

$B$  – выигрыш;

$N$  – количество опытов в матрице планирования эксперимента и матрице стоимостей переходов между уровнями факторов;

$C_{нач}$  – начальная стоимость проведения эксперимента;

$C_{мин}$  – минимальная стоимость проведения эксперимента;

$S_{общ}$  – общая стоимость проведения эксперимента, усл. ед.;

$S_{i,j}$  – стоимость перехода от  $i$ -го опыта к  $j$ -му, усл. ед.;

$X_i$  – значение  $i$ -го фактора исследуемого процесса.

### ВВЕДЕНИЕ

Наиболее важной составной частью научных исследований являются эксперименты. Это один из основных способов получить новые научные знания. Применение планирования эксперимента делает поведение экспериментатора целенаправленным и организованным, существенно способствует повышению производительности его труда и надежности полученных результатов. Важным достоинством метода является его универсальность, пригодность в огромном большинстве областей исследования. Экспериментальные методы исследования широко применяют для оптимизации производственных процессов. Одной из главных целей эксперимента является получение максимального количества информации о влиянии исследуемых факторов на производственный процесс. Эксперимент должен быть проведен по возможности в кратчайший срок с минимальными затратами и позволить получить достоверные результаты [1].

**Объект исследования:** технологические процессы и системы, позволяющие осуществление на них активного эксперимента.

**Предмет исследования:** методы оптимизации по стоимостным (временным) затратам планов эксперимента, основанные на применении алгоритмов поиска косяком рыб, обезьяньего поиска, прыгающих лягушек.

**Цель исследования:** провести сравнительный анализ методов оптимизации по стоимостным (временным) затратам планов полного факторного эксперимента. По результатам сравнения выдаются рекомендации для использования каждого из методов.

### 1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

При осуществлении перестановок стоимость эксперимента находится по формуле:

$$S_{общ} = \sum_{i=2}^n \sum_{j=2}^k S_{ij} \rightarrow \min.$$

Время проведения эксперимента находится по следующей формуле:

$$t_{общ} = \sum_{i=2}^n \sum_{j=2}^k t_{ij} \rightarrow \min.$$

Задача оптимизации планов эксперимента по стоимостным (временным) затратам является  $NP$ -полной, т.е. для своего решения требует времени и большого количества вычислений, быстро растущих с увеличением размерности задачи. Поэтому полный перебор всех возможных вариантов решения является затруднительным [1]. Необходимо найти оптимальный или близкий к оптимальному план эксперимента, для которого суммарная стоимость (время) проведения эксперимента является минимальной или приближенной к минимальной. С увеличением числа факторов  $k$  количество преобразований значительно возрастает. В связи с этим необходимо находить решения с помощью приближенных алгоритмов, например, таких, как поиска косяком рыб, обезьяньего поиска, прыгающих лягушек [2]. При этом задан исходный план эксперимента и матрица стоимостей (времен) переходов уровней факторов. Также необходимо сравнить результаты разработанных программ по времени реализации методов ( $t_1 < t_2 < t_3$ ) и по выигрышам в стоимости или времени проведения экспериментов ( $B_1 > B_2 > B_3$ ).

### 2 ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ

Известны комбинаторные методы оптимизации, но они не применялись для построения оптимальных по стоимостным или временным затратам планов многофакторных экспериментов [3]. Ранее проводились исследования построения многофакторных планов экспериментов, основанные на использовании следующих методов оптимизации: анализ перестановок [4], метод последовательного приближения, метод ветвей и границ, случайный поиск (перестановка строк матрицы планирования), симплекс-метод, муравьиный алгоритм, генетический алгоритм [5], метод отжига, жадный алгоритм, рой частиц [6], алгоритм поиска косяком рыб, алгоритм обезьяньего поиска [7], алгоритм прыгающих лягушек [8]. Известны работы по сравнительному анализу методов оптимизации: синтеза оптимальных по стоимостным (временным) затратам планов многофакторного эксперимента, при



исследовании весоизмерительной системы и терморегулятора [10], сравнительному анализу алгоритмов оптимизации построения композиционных планов второго порядка. Ввиду этого целесообразно для сравнения результатов оптимизации планов эксперимента применить алгоритмы поиска косяком рыб, обезьяньего поиска и прыгающих лягушек [2].

### 3 МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ

Для оптимизации планов полного факторного эксперимента по стоимостным (временным) затратам предложены методы построения оптимальной по стоимости (времени) реализации матрицы планирования эксперимента с использованием алгоритмов поиска косяком рыб, обезьяньего поиска, прыгающих лягушек [2].

Разработаны методы и программное обеспечение для оптимизации планов полного факторного эксперимента по стоимостным (временным) затратам с использованием алгоритмов поиска косяком рыб, обезьяньего поиска, прыгающих лягушек. В начале работы программы вводится количество факторов и стоимости переходов для каждого уровня факторов. Затем с учетом введенных данных формируется исходная матрица планирования эксперимента.

Метод поиска косяком рыб основан на перестановке столбцов матрицы планирования эксперимента, исходя из суммы стоимостей (времен) переходов между уровнями для каждого из факторов. Косяки рыб формируются по следующему принципу: меньше косяков рыб там, где больше сумма стоимостей (времен) переходов между уровнями факторов. Затем выполняются перестановки косяков рыб, расположенных рядом в матрице планирования эксперимента.

При использовании метода обезьяньего поиска столбцы матрицы планирования эксперимента представляют собой деревья. Каждое дерево состоит из ветвей, по которым перемещается обезьяна. Ветвей дерева больше там, где меньше сумма стоимостей (времен) переходов между уровнями факторов. Обезьяна начинает свое движение снизу вверх по каждой ветви дерева. Во время этого выполняется поиск по ветвям, на которых находится обезьяна по минимальному значению суммы стоимостей (времен) переходов между уровнями для каждого из факторов.

В методе прыгающих лягушек выполняется определение успешной лягушки по наименьшей стоимости переходов между уровнями для каждого из факторов. После этого выполняются перестановки лягушек. Лягушка стремится к наиболее успешной и при условии нахождения поблизости остается в текущем местоположении. Затем рассчитывается выигрыш по сравнению с исходной стоимостью (временем) проведения эксперимента.

Рассмотрим пошаговый алгоритм одного из предложенных методов оптимизации планов полного факторного эксперимента по стоимостным (временным) затратам. Суть применения алгоритма поиска косяком рыб заключается в следующем:

Шаг 1. В начале алгоритма вводится количество факторов  $k$ .

Шаг 2. Ввод значений переходов между уровнями для каждого из факторов.

Шаг 3. В зависимости от выбранного количества факторов строится матрица планирования эксперимента.

Шаг 4. Расчет первоначальной стоимости  $C_{нач}$  проведения эксперимента.

Шаг 5. Генерация матрицы сумм значений переходов между уровнями для каждого из факторов.

Шаг 6. Сортировка индексов и генерация массива индексов для сумм значений переходов между уровнями для каждого из факторов.

Шаг 7. Перестановка в столбцах в соответствии с массивом индексов для сумм значений переходов между уровнями для каждого из факторов.

Шаг 8. Разделение матрицы планирования эксперимента на блоки в соответствии с массивом индексов для сумм значений переходов между уровнями для каждого из факторов, количество которых рассчитывается по формуле

$$N_{blocks} = 2^{(N+1)},$$

где  $N$  – индекс (0...3).

Шаг 9. Для каждого столбца создаются перестановки локальных блоков матрицы планирования эксперимента с вычислением минимальной локальной суммы значений для каждого из столбцов.

Шаг 10. Расчет локальной минимальной стоимости эксперимента при перестановке блоков.

Шаг 11. Построение оптимальной матрицы планирования эксперимента.

Шаг 12. Расчет общей стоимости эксперимента.

Шаг 13. Расчет стоимости выигрыша  $B$  как отношения начальной стоимости проведения эксперимента  $C_{нач}$  к минимальной стоимости проведения эксперимента  $C_{мин}$ .

Шаг 14. Расчет времени  $t$ , затраченного на оптимизацию плана полного факторного эксперимента с использованием алгоритма поиска косяков рыб.

### 4 ЭКСПЕРИМЕНТЫ

Исходные данные для оптимизации планов эксперимента взяты из работы [11], в которой проводилось исследование системы для определения расхода топлива в двигателях внутреннего сгорания. При этом в качестве критерия оптимизации рассматривался расход топлива  $q$  в миллилитрах. Факторами, которые влияют на этот показатель, были выбраны:  $X_1$  – количество оборотов двигателя в минуту ( $n$ ), об/мин;  $X_2$  – температура двигателя ( $T$ ), °C. Матрица планирования начального эксперимента ( $k = 2$ ) приведена в табл. 1. Стоимости изменения значений уровней факторов приведены в табл. 2 [11].

Таблица 1 – Матрица планирования начального эксперимента

Номер опыта	Начальный план	
	Обозначение факторов	
	$X_1$	$X_2$
1	-1	-1
2	+1	-1
3	-1	+1
4	+1	+1

Таблица 2 – Стоимости изменений значений уровней факторов

Стоимости изменений значений уровней факторов, усл. ед.	Обозначение факторов	
	$X_1$	$X_2$
Из «-1» в «+1»	0,32	0,16
Из «+1» в «-1»	0,22	0,48

В работе [11] проводилось исследование технологического процесса сварки пластин малой толщины по определению оптимального режима сварки.

В качестве факторов рассматривались:  $X_1$  – емкость конденсаторов, мкФ;  $X_2$  – коэффициент трансформации;  $X_3$  – усилие на электродах, Н. Первоначальный план полного факторного эксперимента ( $k = 3$ ) приведен в табл. 3. Стоимости изменения значений уровней факторов приведены в табл. 4 [11].

Таблица 3 – Матрица планирования начального эксперимента

Номер опыта	Начальный план		
	Обозначение факторов		
	$X_1$	$X_2$	$X_3$
1	-1	-1	-1
2	+1	-1	-1
3	-1	+1	-1
4	+1	+1	-1
5	-1	-1	+1
6	+1	-1	+1
7	-1	+1	+1
8	+1	+1	+1

Таблица 4 – Стоимости изменений значений уровней факторов

Стоимости изменений значений уровней факторов, усл. ед.	Обозначение факторов		
	$X_1$	$X_2$	$X_3$
Из «-1» в «+1»	2,5	2,0	1,5
Из «+1» в «-1»	3,0	2,5	2,0

При исследовании технологического процесса изготовления деталей горячей штамповкой на основании априорной информации в качестве критерия оптимизации процесса была выбрана толщина детали  $h_{дет}$ , а доминирующими – следующие факторы:  $X_1$  – температура нагрева заготовки, °C;  $X_2$  – время нагрева заготовки, мин;  $X_3$  – температура нагрева штампа, °C. Первоначальный план полного факторного эксперимента ( $k = 3$ ) приведен в табл. 5. Время изменения значений уровней факторов приведены в табл. 6 [11].

Таблица 5 – Матрица планирования начального эксперимента

Номер опыта	Начальный план		
	Обозначение факторов		
	$X_1$	$X_2$	$X_3$
1	-1	-1	-1
2	+1	-1	-1
3	-1	+1	-1
4	+1	+1	-1
5	-1	-1	+1
6	+1	-1	+1
7	-1	+1	+1
8	+1	+1	+1

Таблица 6 – Время изменения значений уровней факторов

Время изменения значений уровней факторов, мин	Обозначение факторов		
	$X_1$	$X_2$	$X_3$
Из «-1» в «+1»	30	22	3,75
Из «+1» в «-1»	25	5	7,5

Также в работе [11] проведено исследование участка цеха станков с числовым программным управлением. В качестве критерия оптимизации было выбрано суммарное время работы станков. Доминирующими факторами, которые влияют на этот показатель, были выбраны:  $X_1$  – время выполнения профилактики ( $t_n$ ), часов;  $X_2$  – число станков с числовым программным управлением  $u_{ц}$ ;  $X_3$  – время работы станков в течение суток  $t_c$ , часов;  $X_4$  – периодичность профилактики  $t_0$ , часов. Первоначальный план полного факторного эксперимента ( $k = 4$ ) приведен в табл. 7. Время изменения значений уровней факторов приведены в табл. 8 [11].

Таблица 7 – Матрица планирования начального эксперимента

Номер опыта	Начальный план			
	Обозначение факторов			
	$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_4$
1	-1	-1	-1	-1
2	+1	-1	-1	-1
3	-1	+1	-1	-1
4	+1	+1	-1	-1
5	-1	-1	+1	-1
6	+1	-1	+1	-1
7	-1	+1	+1	-1
8	+1	+1	+1	-1
9	-1	-1	-1	+1
10	+1	-1	-1	+1
11	-1	+1	-1	+1
12	+1	+1	-1	+1
13	-1	-1	+1	+1
14	+1	-1	+1	+1
15	-1	+1	+1	+1
16	+1	+1	+1	+1

Таблица 8 – Время изменения значений уровней факторов

Время изменения значений уровней факторов, часов	Обозначение факторов			
	$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_4$
Из «-1» в «+1»	7,0	6,0	16,0	100,0
Из «+1» в «-1»	3,0	2,0	12,0	50,0

Было разработано программное обеспечение, реализующее метод поиска косяком рыб (Свід. про реєстрацію авторського права на твір № 83293 від 29.11.2018), метод обезьяньего поиска (Свід. про реєстрацію авторського права на твір № 83294 від

29.11.2018), метод прыгаючых лягушэк (Свід. про реєстрацію авторського права на твір № 83295 від 29.11.2018). Язык программирования – C++. Просчеты выполнялись на компьютере с процессором Intel Core i5–7200U с частотой 2.71 GHz. Количество факторов и стоимости переходов уровней факторов вводятся с клавиатуры. Для нахождения оптимальных режимов и конструктивных параметров был выбран начальный план полного факторного эксперимента типа  $2^k$  (число опытов  $N=2^k$ ). Оптимизация начального плана эксперимента осуществлялась по критерию минимума стоимостных или временных затрат на его реализацию [11]. Оптимальные по реализации планы эксперимента для исследования рассматриваемых объектов и сравнительный анализ методов приведены в табл. 9–16.

### 5 РЕЗУЛЬТАТЫ

Проведенные эксперименты подтвердили работоспособность методов, основанных на использовании алгоритмов: поиска косяком рыб, обезьяньего поиска, прыгающих лягушек [2].

Для стоимостей изменения уровней факторов при исследовании системы для определения расхода топлива в двигателях внутреннего сгорания, представленных в табл. 2, получены результаты оптимизации, отраженные в табл. 9. При этом исходная стоимость проведения эксперимента равна 1,02 усл. ед. Сравни-

тельный анализ методов при исследовании этой системы представлен в табл. 10.

Для стоимостей изменения уровней факторов при исследовании технологического процесса сварки пластин малой толщины, представленных в табл. 4, получены результаты оптимизации, приведенные в табл. 11. Исходная стоимость проведения эксперимента в этом случае – 27 усл. ед. Сравнительный анализ предложенных методов при исследовании этого технологического процесса представлен в табл. 12.

Для времен изменения уровней факторов при исследовании технологического процесса изготовления деталей горячей штамповкой, представленных в табл. 6, получены результаты оптимизации, приведенные в табл. 13. Исходное время проведения эксперимента 247,75 мин. Сравнительный анализ методов при исследовании этого технологического процесса представлен в табл. 14.

Для времен изменения уровней факторов при исследовании участка цеха станков с числовым программным управлением, представленных в табл. 8, получены результаты оптимизации, приведенные в табл. 15. Исходное время проведения эксперимента 251 час. Сравнительный анализ предложенных методов при исследовании участка цеха станков с числовым программным управлением, представлен в табл. 16.

Таблица 9 – Планы эксперимента для исследования системы определения расхода топлива в двигателях внутреннего сгорания

Начальный план			Метод поиска косяком рыб			Метод обезьяньего поиска			Метод прыгающих лягушек		
Номер опыта	Обозначение факторов		Номер опыта	Обозначение факторов		Номер опыта	Обозначение факторов		Номер опыта	Обозначение факторов	
	$X_1$	$X_2$		$X_1$	$X_2$		$X_1$	$X_2$		$X_1$	$X_2$
1	-1	-1	2	+1	-1	4	+1	+1	2	+1	-1
2	+1	-1	1	-1	-1	3	-1	+1	1	-1	-1
3	-1	+1	3	-1	+1	1	-1	-1	3	-1	+1
4	+1	+1	4	+1	+1	2	+1	-1	4	+1	+1

Таблица 10 – Сравнительный анализ методов при исследовании системы определения расхода топлива в двигателях внутреннего сгорания

Метод оптимизации	Стоимость реализации эксперимента, усл. ед.	Время счета программы, с	Выигрыш
Поиск косяком рыб	0,7	0,013	1,46
Обезьяний поиск	0,94	0,001	1,1
Прыгающих лягушек	0,7	0,001	1,46

Таблица 11 – Планы эксперимента для исследования технологического процесса сварки пластин малой толщины

Начальный план				Метод поиска косяком рыб				Метод обезьяньего поиска				Метод прыгающих лягушек			
Номер опыта	Обозначение факторов			Номер опыта	Обозначение факторов			Номер опыта	Обозначение факторов			Номер опыта	Обозначение факторов		
	$X_1$	$X_2$	$X_3$		$X_1$	$X_2$	$X_3$		$X_1$	$X_2$	$X_3$		$X_1$	$X_2$	$X_3$
1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	2	+1	-1	-1	1	-1	-1	-1
2	+1	-1	-1	5	-1	-1	+1	6	+1	-1	+1	5	-1	-1	+1
3	-1	+1	-1	7	-1	+1	+1	8	+1	+1	+1	7	-1	+1	+1
4	+1	+1	-1	3	-1	+1	-1	4	+1	+1	-1	3	-1	+1	-1
5	-1	-1	+1	4	+1	+1	-1	3	-1	+1	-1	4	+1	+1	-1
6	+1	-1	+1	8	+1	+1	+1	7	-1	+1	+1	8	+1	+1	+1
7	-1	+1	+1	6	+1	-1	+1	5	-1	-1	+1	6	+1	-1	+1
8	+1	+1	+1	2	+1	-1	-1	1	-1	-1	-1	2	+1	-1	-1

Таблица 12 – Сравнительный анализ методов при исследовании технологического процесса сварки пластин малой толщины

Метод оптимизации	Стоимость реализации эксперимента, усл. ед.	Время счета программы, с	Выигрыш
Поиск косяком рыб	14	0,05	1,93
Обезьяний поиск	14,5	0,03	1,86
Прыгающих лягушек	14	0,03	1,93

Таблица 13 – Планы эксперимента для исследования технологического процесса изготовления деталей горячей штамповкой

Начальный план				Метод поиска косяком рыб				Метод обезьяньего поиска				Метод прыгающих лягушек			
Номер опыта	Обозначение факторов			Номер опыта	Обозначение факторов			Номер опыта	Обозначение факторов			Номер опыта	Обозначение факторов		
	$X_1$	$X_2$	$X_3$		$X_1$	$X_2$	$X_3$		$X_1$	$X_2$	$X_3$		$X_1$	$X_2$	$X_3$
1	-1	-1	-1	4	+1	+1	-1	3	-1	+1	-1	4	+1	+1	-1
2	+1	-1	-1	8	+1	+1	+1	7	-1	+1	+1	8	+1	+1	+1
3	-1	+1	-1	6	+1	-1	+1	5	-1	-1	+1	6	+1	-1	+1
4	+1	+1	-1	2	+1	-1	-1	1	-1	-1	-1	2	+1	-1	-1
5	-1	-1	+1	1	-1	-1	-1	2	+1	-1	-1	1	-1	-1	-1
6	+1	-1	+1	5	-1	-1	+1	6	+1	-1	+1	5	-1	-1	+1
7	-1	+1	+1	7	-1	+1	+1	8	+1	+1	+1	7	-1	+1	+1
8	+1	+1	+1	3	-1	+1	-1	4	+1	+1	-1	3	-1	+1	-1

Таблица 14 – Сравнительный анализ методов при исследовании технологического процесса изготовления деталей горячей штамповкой

Метод оптимизации	Время реализации эксперимента, мин	Время счета программы, с	Выигрыш
Поиск косяком рыб	74,5	0,051	3,33
Обезьяний поиск	79,5	0,04	3,12
Прыгающих лягушек	74,5	0,01	3,33

Таблица 15 – Планы эксперимента для исследования участка цеха станков с числовым программным управлением

Начальный план					Метод поиска косяком рыб					Метод обезьяньего поиска					Метод прыгающих лягушек				
Номер опыта	Обозначение факторов				Номер опыта	Обозначение факторов				Номер опыта	Обозначение факторов				Номер опыта	Обозначение факторов			
	$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_4$		$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_4$		$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_4$		$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_4$
1	-1	-1	-1	-1	16	+1	+1	+1	+1	8	+1	+1	+1	-1	16	+1	+1	+1	+1
2	+1	-1	-1	-1	14	+1	-1	+1	+1	6	+1	-1	+1	-1	14	+1	-1	+1	+1
3	-1	+1	-1	-1	13	-1	-1	+1	+1	5	-1	-1	+1	-1	13	-1	-1	+1	+1
4	+1	+1	-1	-1	15	-1	+1	+1	+1	7	-1	+1	+1	-1	15	-1	+1	+1	+1
5	-1	-1	+1	-1	11	-1	+1	-1	+1	3	-1	+1	-1	-1	11	-1	+1	-1	+1
6	+1	-1	+1	-1	9	-1	-1	-1	+1	1	-1	-1	-1	-1	9	-1	-1	-1	+1
7	-1	+1	+1	-1	10	+1	-1	-1	+1	2	+1	-1	-1	-1	10	+1	-1	-1	+1
8	+1	+1	+1	-1	12	+1	+1	-1	+1	4	+1	+1	-1	-1	12	+1	+1	-1	+1
9	-1	-1	-1	+1	4	+1	+1	-1	-1	12	+1	+1	-1	+1	4	+1	+1	-1	-1
10	+1	-1	-1	+1	2	+1	-1	-1	-1	10	+1	-1	-1	+1	2	+1	-1	-1	-1
11	-1	+1	-1	+1	1	-1	-1	-1	-1	9	-1	-1	-1	+1	1	-1	-1	-1	-1
12	+1	+1	-1	+1	3	-1	+1	-1	-1	11	-1	+1	-1	+1	3	-1	+1	-1	-1
13	-1	-1	+1	+1	7	-1	+1	+1	-1	15	-1	+1	+1	+1	7	-1	+1	+1	-1
14	+1	-1	+1	+1	5	-1	-1	+1	-1	13	-1	-1	+1	+1	5	-1	-1	+1	-1
15	-1	+1	+1	+1	6	+1	-1	+1	-1	14	+1	-1	+1	+1	6	+1	-1	+1	-1
16	+1	+1	+1	+1	8	+1	+1	+1	-1	16	+1	+1	+1	+1	8	+1	+1	+1	-1

Таблица 16 – Сравнительный анализ методов при исследовании участка цеха станков с числовым программным управлением

Метод оптимизации	Время реализации эксперимента, часов	Время счета программы, с	Выигрыш
Поиск косяком рыб	130	0,14	1,93
Обезьяний поиск	180	0,037	1,39
Прыгающих лягушек	130	0,017	1,93

## 6 ОБСУЖДЕНИЕ

При исследовании системы для определения расхода топлива в двигателях внутреннего сгорания для значения стоимостей изменения уровней факторов, приведенных в табл. 2, получены результаты оптимизации планов эксперимента методами поиска косяком рыб, обезьяньего поиска и прыгающих лягушек (табл. 9). Как видно из табл. 10, выигрыши в результатах оптимизации при использовании методов поиска косяком рыб и прыгающих лягушек больше, чем при методе обезьяньего поиска. Однако быстродействие выполнения вычислений при использовании метода прыгающих лягушек выше, чем

при использовании методов обезьяньего поиска и косяком рыб.

Исходя из исследования системы технологического процесса сварки пластин малой толщины для значения стоимостей изменения уровней факторов, приведенных в табл. 4, получены результаты оптимизации планов эксперимента методами поиска косяком рыб, обезьяньего поиска и прыгающих лягушек (табл. 11). Как видно из табл. 12, выигрыши в результатах оптимизации при использовании методов поиска косяком рыб и прыгающих лягушек больше, чем при методе обезьяньего поиска. Однако быстродействие выполнения вычислений при использовании

метода поиска косяком рыб выше, чем при использовании методов обезьяньего поиска и прыгающих лягушек.

Вследствие исследования технологического процесса изготовления деталей горячей штамповкой для значений времен изменения уровней факторов, приведенных в табл. 6, получены результаты оптимизации планов эксперимента методами поиска косяком рыб, обезьяньего поиска и метода прыгающих лягушек (табл. 13). Как видно из табл. 14, выигрыши в результатах оптимизации при использовании методов поиска косяком рыб и прыгающих лягушек больше, чем при методе обезьяньего поиска. Однако быстродействие выполнения вычислений при использовании метода прыгающих лягушек выше, чем при использовании методов поиска косяков рыб и обезьяньего поиска.

В ходе исследования участка цеха станков с числовым программным управлением для значений времен изменения уровней факторов, приведенных в табл. 8, получены результаты оптимизации планов эксперимента методами поиска косяком рыб, обезьяньего поиска и метода прыгающих лягушек (табл. 15). Как видно из табл. 16, выигрыши в результатах оптимизации при использовании методов поиска косяком рыб и прыгающих лягушек больше, чем при методе обезьяньего поиска. Однако быстродействие выполнения вычислений при использовании метода прыгающих лягушек выше, чем при использовании методов поиска косяков рыб и обезьяньего поиска.

## ВЫВОДЫ

В работе решена актуальная задача получения последовательности опытов при проведении полного факторного эксперимента, обеспечивающая его минимальную стоимость или время реализации эксперимента.

Разработаны методы и программное обеспечение, реализующие оптимизацию многофакторных планов экспериментов с применением алгоритмов поиска косяком рыб, обезьяньего поиска, прыгающих лягушек. На примерах исследования системы для определения расхода топлива в двигателях внутреннего сгорания, технологического процесса сварки пластин малой толщины, технологического процесса изготовления деталей горячей штамповкой, участка цеха станков с числовым программным управлением доказана работоспособность и эффективность предложенных методов. Исследование показало, что поиск оптимального или близкого к оптимальному плану эксперимента с использованием метода прыгающих лягушек дал наилучшие результаты. Также этот метод обладает лучшими показателями быстродействия, чем метод обезьяньего поиска. Выигрыши, получаемые в результате оптимизации, при использовании данных методов являются существенными. Применение разработанных методов и программного обеспечения, основанного на использовании алгоритмов поиска косяком рыб, обезьяньего поиска, прыгающих лягушек, эффективно при количестве факторов  $k \geq 3$ .

**Научная новизна** работы состоит в том, что впервые предложены методы построения оптимальных планов многофакторных экспериментов, основанные на использовании алгоритмов поиска косяком рыб, обезьяньего поиска и прыгающих лягушек, что позволит строить оптимальные комбинаторные планы без полного перебора вариантов перестановок опытов.

© Кошевой Н.Д., Костенко Е. М., Муратов В. В., Крюков А. М., Биленко А. И., Морозов А. А., 2020  
DOI 10.15588/1607-3274-2020-1-6

В начале работы программ, реализующих методы построения оптимальных планов многофакторных экспериментов вводится количество факторов и стоимости переходов для каждого уровня факторов. Затем с учетом введенных данных формируется исходная матрица планирования эксперимента.

Метод поиска косяком рыб основан на перестановке столбцов матрицы планирования эксперимента, исходя из суммы стоимостей (времен) переходов между уровнями для каждого из факторов. Косяки рыб формируются по следующему принципу: меньше косяков рыб там, где больше сумма стоимостей (времен) переходов между уровнями факторов. Затем выполняются перестановки косяков рыб, расположенных рядом в матрице планирования эксперимента.

При использовании метода обезьяньего поиска столбцы матрицы планирования эксперимента представляются собой деревья. Каждое дерево состоит из ветвей, по которым перемещается обезьяна. Ветвей дерева больше там, где меньше сумма стоимостей (времен) переходов между уровнями факторов. Обезьяна начинает свое движение снизу вверх по каждой ветви дерева. Во время этого выполняется поиск по ветвям, на которых находится обезьяна по минимальному значению суммы стоимостей (времен) переходов между уровнями для каждого из факторов.

В методе прыгающих лягушек выполняется определение успешной лягушки по наименьшей стоимости (времени) переходов между уровнями для каждого из факторов. После этого выполняются перестановки лягушек. Лягушка стремится к наиболее успешной и при условии нахождения поблизости остается в текущем местоположении.

В конце работы программ, реализующих эти методы, рассчитывается выигрыш по сравнению с исходной стоимостью (временем) проведения эксперимента.

**Практическая значимость** результатов работы заключается в том, что разработано программное обеспечение, реализующее предложенные методы, а также проведены эксперименты, подтвердившие его работоспособность и позволяющие рекомендовать для использования на практике научным работникам при построении оптимальных матриц планирования экспериментов.

**Перспективы дальнейших исследований** состоят в применении разработанного программного обеспечения на более широком наборе практических задач, в частности для исследования трехуровневых планов многофакторного эксперимента, а также композиционных планов второго порядка.

## ЛИТЕРАТУРА / ЛІТЕРАТУРА

1. Hoskins D. S. Combinatorics and Statistical Inferecing / D. S. Hoskins. – London : Applied Optimal Designs, 2007. – № 4. – P. 147–179.
2. Карпенко А. П. Современные алгоритмы поисковой оптимизации. Алгоритмы, вдохновленные природой: учебное пособие / А. П. Карпенко. – М. : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2014. – 446 с.
3. Bailey R. A. Combinatorics of optimal designs / R. A. Bailey, P. G. Cameron. – London : Surveys in Combinatorics, 2009. – Vol. 365. – P. 19–73.
4. Min-Yuan Cheng. K-means Optimization with Embedded Chaotic Search for Solving Multidimensional Problems / Min-Yuan Cheng, Kuo-Yu Huang and Hung-Ming Chen // Applied Mathematics and Computation, 2012. – Vol. 219, № 6. – P. 3091–3099.

5. Koshevoy N. D. Optimization for the design of technological processes / N. D. Koshevoy, V. A. Gordienko, Ye. A. Sukhobrus // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 2014. – Vol. 73, №15. – P. 1383–1386. DOI: 10.1615 / *TelecomRadEng*. V73.i15.60.
6. Гальченко В. Я. Популяційні метаевристическі алгоритми оптимізації роєм частиц : учебное пособие / В. Я. Гальченко, А. Н. Якимов. – Черкасы : ФЛП Третьяков А. Н., 2015. – 160 с.
7. Кошовий М. Д. Застосування алгоритму мавпячого пошуку для оптимізації планів повного факторного експерименту / М. Д. Кошовий, В. В. Муратов // *Збірник наукових праць Військового інституту Київського Національного університету імені Тараса Шевченка*, 2019. – № 61. – С. 61–70.
8. Кошевой Н. Д. Применение алгоритма прыгающих лягушек для оптимизации по стоимостным (временным) затратам планов полного факторного эксперимента / Н. Д. Кошевой, В. В. Муратов // *Радиоэлектронні і комп'ютерні системи*. – 2018. – № 4. – С. 53–61. DOI: <https://doi.org/10.32620/reks.2018.4.05>.
9. Morgan J. P. Association Schemes: Designed Experiments, Algebra and Combinatorics / J. P. Morgan // *Journal of the American Statistical Association*. – 2005. – Vol. 100, No. 471. – P. 1092–1093.
10. Кошевой Н. Д. Оптимальное по стоимостным и временным затратам планирование эксперимента : монография / Н. Д. Кошевой, Е. М. Костенко. – Полтава : издатель Шевченко П. В., 2013. – 317 с.
11. Research on Particle Swarm Optimization based clustering: a systematic review of literature and techniques / [Shafiq Alam, Gillian Dobbie, Yun Sing Koh, Patricia Riddle] // *Swarm and Evolutionary Computation*, 2012. – Vol. 17, No. 8. – P. 1–13.
12. Poli R. Analysis of the publications on the applications of optimization / R. Poli. – London : *Journal of Artificial Evolution and Applications*, 2008. – P. 1–10. DOI: 10.1155/2008/685175.
13. Narimani M. R. A New Modified Shuffle Frog Leaping Algorithm for Non-Smooth Economic Dispath / M. R. Narimani. – Dubai : *World Applied Sciences Journal*, 2011. – P. 803–814.
14. Alcalá-Fdez J. KEEL Data-mining software Tool: data, set repository, integration of algorithms and experimental analysis framework / J. Alcalá-Fdez, A. Fernández, J. Luengo // *Valued Logic & Soft Computing*. – 2011. – Vol. 17. – P. 255–287.

Received 03.06.2019.  
Accepted 10.01.2020.

УДК 519.24

### ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ МЕТОДІВ ОПТИМІЗАЦІЇ ЗА ВАРТІСНИМИ (ЧАСОВИМИ) ВИТРАТАМИ ПЛАНІВ ПОВНОГО ФАКТОРНОГО ЕКСПЕРИМЕНТУ

**Кошовий М. Д.** – д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри інтелектуальних вимірювальних систем та інженерії якості, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Костенко О. М.** – д-р техн. наук, доцент, Полтавська державна аграрна академія, Полтава, Україна.

**Муратов В. В.** – аспірант кафедри інтелектуальних вимірювальних систем та інженерії якості, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Крюков О. М.** – д-р техн. наук, професор кафедри ракетно-артилерійського озброєння, Національна академія Національної гвардії України, Харків, Україна.

**Біленко О. І.** – д-р техн. наук, доцент, начальник докторантури і ад'юнктури, Національна академія Національної гвардії України, Харків, Україна.

**Морозов О. О.** – д-р техн. наук, професор, перший заступник начальника академії з навчально-методичної та наукової роботи, Національна академія Національної гвардії України, Харків, Україна.

#### АНОТАЦІЯ

**Актуальність.** Запропоновано застосування методів пошуку косяком риб, мавпячого пошуку, стрибаючих жаб для побудови оптимальних за вартістю (часом) планів експерименту при дослідженні технологічних процесів і систем, що дозволяють здійснення на них активного експерименту.

**Мета роботи** – порівняльний аналіз цих методів оптимізації за вартісними (часовими) витратами планів повного факторного експерименту.

**Метод.** Запропоновано методи побудови оптимальної за вартістю (часом) реалізації матриці планування експерименту з використанням алгоритмів пошуку косяком риб, мавпячого пошуку, стрибаючих жаб. На початку вводиться кількість чинників і вартості переходів для кожного рівня факторів. Потім з урахуванням введених даних формується вхідна матриця планування експерименту. Метод пошуку косяком риб заснований на перестановці стовпців матриці планування експерименту, виходячи з сум вартостей (часів) переходів між рівнями для кожного з факторів. Косяки риб формуються за наступним принципом: менше косяків риб там, де більша сума вартостей (часів) переходів між рівнями факторів. Потім виконуються перестановки косяків риб, розташованих поруч в матриці планування експерименту. При використанні методу мавпячого пошуку стовпці матриці планування експерименту є деревами. Кожне дерево складається з гілок, по яким переміщається мавпа. Гілок дерева більше там, де менша сума вартостей (часів) переходів між рівнями факторів. Мавпа починає свій рух знизу вгору по кожній гілці дерева. Під час цього виконується пошук по гілках, на яких знаходиться мавпа, за мінімальним значенням сум вартостей (часів) переходів між рівнями для кожного з факторів. У методі стрибаючих жаб виконується визначення успішної жаби за найменшою вартістю переходів між рівнями для кожного з факторів. Після цього виконуються перестановки жаб. Жаба прагне до найбільш успішної та за умови перебування поблизу залишається в поточному розташуванні. Потім розраховується виграш в порівнянні з вихідною вартістю проведення експерименту.

**Результати.** Розроблено програмне забезпечення, що реалізує запропоновані методи, яке використано для проведення обчислювальних експериментів з вивчення властивостей цих методів при дослідженні технологічних процесів і систем, що дозволяють здійснення на них активного експерименту. Отримано оптимальні за вартістю (часом) реалізації плани експериментів, а також наведені виграші в результатах оптимізації в порівнянні з вихідною вартістю проведення експерименту. Проведено порівняльний аналіз методів оптимізації за вартісними (часовими) витратами планів повного факторного експерименту.

**Висновки.** Проведені експерименти підтвердили працездатність запропонованих методів і реалізуючого їх програмного забезпечення, а також дозволяють рекомендувати їх для застосування на практиці при побудові оптимальних матриць планування експериментів.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** оптимізація, метод пошуку косяком риб, планування експерименту, метод мавпячого пошуку, оптимальний план, метод стрибаючих жаб, вартість, час.

УДК 519.24

## COMPARATIVE ANALYSIS OF OPTIMIZATION METHODS BY COST (TIME) COSTS OF FULL FACTOR EXPERIMENT PLANS

**Koshevoy N. D.** – Dr. Tech. Sciences, Professor, Head of the Department of Intelligent Measuring Systems and Quality Engineering, National Aerospace University named after N. Ye. Zhukovsky “Kharkiv aviation institute”, Kharkiv, Ukraine.

**Kostenko E. M.** – Dr. Tech. Sciences, Associate Professor, Poltava State Agrarian Academy, Poltava, Ukraine.

**Muratov V. V.** – Postgraduate student of the Department of Intellectual Measuring Systems and Quality Engineering, National Aerospace University named after N. Ye. Zhukovsky “Kharkiv aviation institute”, Kharkiv, Ukraine.

**Kriukov A. M.** – Dr. Tech. Sciences, Professor of the Department of missile artillery weapons, National Academy of National Guard of Ukraine, Kharkiv, Ukraine.

**Bilenko A. I.** – Dr. of Tech. Sciences, Associate Professor, Head of Doctoral and Adjunct Department, National Academy of National Guard of Ukraine, Kharkiv, Ukraine.

**Morozov A. A.** – Dr. of Tech. Sciences, Professor, First deputy head of the academy for educational-methodical and scientific work, National Academy of National Guard of Ukraine, Kharkiv, Ukraine.

### ABSTRACT

**Relevance.** It is proposed to use methods to search for fish schools, monkey searches, jumping frogs for constructing optimal cost (time) experiment plans in the study of technological processes and systems that allow the implementation of an active experiment on them.

The purpose of the work is a comparative analysis of these optimization methods for the cost (time) costs of plans for a full factorial experiment.

**Method.** Methods are proposed for constructing the cost-effective (time-consuming) implementation of the experiment planning matrix using fish search, monkey search, jumping frogs algorithms. At the beginning, a number of factors and transition costs are entered for each level of factors. Then, taking into account the entered data, the initial planning matrix of the experiment is formed. The fish search method is based on rearranging the columns of the experiment planning matrix, based on the sum of the values (times) of transitions between the levels for each of the factors. The schools of fish are formed according to the following principle: there are fewer schools of fish where the sum of the values (times) of transition between the levels of factors is greater. Then permutations of fish schools located side by side in the experiment planning matrix are performed. When using the monkey search method, the columns of the experiment planning matrix are trees. Each tree consists of branches along which a monkey moves. There are more tree branches where there is less sum of costs (times) of transitions between levels of factors. The monkey begins its movement upward along each branch of the tree. During this, a search is performed on the branches on which the monkey is located by the minimum value of the sum of the values (times) of transitions between the levels for each of the factors. In the jumping frog method, a successful frog is determined by the least cost of transitions between levels for each of the factors. After this, permutations of frogs are performed. The frog strives for the most successful and, provided it is nearby, it remains in its current location. Then the gain is calculated compared to the initial cost (time) of the experiment.

**Results.** Developed software that implements the proposed methods, which was used to conduct computational experiments to study the properties of these methods in the study of technological processes and systems that allow the implementation of an active experiment on them. Optimum cost plans for the implementation of the experiments were obtained, and the gains in the optimization results compared with the initial cost of the experiment were given. A comparative analysis of optimization methods for the cost (time) costs of plans for a full factorial experiment has been carried out.

**Conclusions.** The experiments have confirmed the performance of the proposed methods and the software implementing them, and also allow us to recommend them for practical use in constructing optimal experiment planning matrices.

**KEYWORDS:** optimization, fish school search method, experiment planning, monkey search method, optimal plan, jumping frog method, cost, time.

### REFERENCES

- Hoskins D. S. *Combinatorics and Statistical Inference*. London, Applied Optimal Designs, 2007, No. 4, pp. 147–179.
- Karpenko A. P. *Sovremennye algoritmy poiskovoy optimizatsii. Algoritmy, vdohnovlennyye prirodoj: uchebnoe posobie*. Moscow, izd-vo MGTU im. N. Je. Bauman, 2014, 446 p.
- Bailey R. A., Cameron P. G. *Combinatorics of optimal designs*. London, *Surveys in Combinatorics*, 2009, Vol. 365, pp. 19–73.
- Min-Yuan Cheng, Kuo-Yu Huang and Hung-Ming Chen K-means Optimization with Embedded Chaotic Search for Solving Multidimensional Problems, *Applied Mathematics and Computation*, 2012, Vol. 219, No. 6, pp. 3091–3099.
- Koshevoy N. D., Gordienko V. A., Sukhobrus Ye. A. Optimization for the design of technological processes. Kharkiv, *Telecommunications and Radio Engineering*, 2014, Vol. 73, No. 15, pp. 1383–1386. DOI: 10.1615 / TelecomRadEng. V73.i15.60.
- Gal'chenko V. Ya., Yakimov A. N. *Populyacionnye metaevristicheskie algoritmy optimizatsii roem chastic, uchebnoe posobiye*. Cherkassi, FLP Tretyakov A. N., 2015, 160 p.
- Koshoviy M. D., Muratov V. V. Zastosuvannja algoritmu mavp-jachogo poshuku dlja optimizatsii planiv povnogo faktornogo eksperimentu. *Zbirnik naukovih prac' Vijs'kovogo institutu Kiivs'kogo Nacional'nogo universitetu imeni Tarasa Shevchenka*. Kyiv, No. 61, pp. 61–70.
- Koshevoy N. D., Muratov V. V. *Primenenie algoritma prygajushhih l'gushek dlja optimizatsii po stoimostnym (vremennym) zatratam planov polnogo faktornogo jeksperimenta*. *Radioelektronni i kompyuterni sistemi*, No. 4, pp. 53–61. DOI: <https://doi.org/10.32620/reks.2018.4.05>.
- Morgan J. P. Association Schemes: Designed Experiments, Algebra and Combinatorics, *Journal of the American Statistical Association*, 2005, Vol. 100, No. 471, pp. 1092–1093.
- Koshevoy N. D., Kostenko E. M. *Optimal'noe po stoimostnym i vremennym zatratam planirovanie eksperimenta: monografija*. Poltava, izdatel' Shevchenko R. V., 2013, 317 p.
- Shafiq Alam, Gillian Dobbie, Yun Sing Koh, Patricia Riddle Research on Particle Swarm Optimization based clustering: a systematic review of literature and techniques, *Swarm and Evolutionary Computation*, 2012, Vol. 17, No. 8, pp. 1–13.
- Poli R. Analysis of the publications on the applications of optimization. London, *Journal of Artificial Evolution and Applications*, 2008, pp. 1–10. DOI: 10.1155/2008/685175.
- Narimani M. R. A New Modified Shuffle Frog Leaping Algorithm for Non-Smooth Economic Dispath. Dubai, *World Applied Sciences Journal*, 2011, pp. 803–814.
- Alcala-Fdez J., Fernandez A., Luengo J. KEEL Data-mining software Tool: data, set repository, integration of algorithms and experimental analysis framework, *Valued Logic & Soft Computing*, 2011, Vol. 17, pp. 255–287.

## SIMULATION MODEL OF THE ADAPTIVE MAINTENANCE PROCEDURE OF COMPLEX RADIOELECTRONIC FACILITIES

**Lienkov S. V.** – Dr. Sc., Professor, Principle Researcher of the Research and Development Establishment of the Military Institute of Taras Shevchenko Kyiv National University, Kyiv, Ukraine.

**Zhirov H. B.** – PhD, Senior Researcher, Associate Professor of the Chair of Radio Engineering and Radio Electronic Systems of Taras Shevchenko Kyiv National University, Kyiv, Ukraine.

**Tolok I. V.** – PhD, Head of the Military Institute of Taras Shevchenko Kyiv National University, Kyiv, Ukraine.

**Lienkov Ye. S.** – PhD, Senior Researcher of the Central Scientific Research Institute of the Armed Forces of Ukraine, Kyiv, Ukraine.

### ABSTRACT

**Context.** The process of maintenance of modern radio-electronic facilities is aimed at supporting the serviceability or performance of the facilities during their technical operation. Specifications for achieving high reliability of operation are often contrary to other required characteristics, such as reducing the size of the product, obtaining high accuracy, reducing the cost of operation, etc. Therefore, the problem of the optimal choice of maintenance parameters to solve various tasks of operation using different criteria is relevant.

**Objective.** The objective of this research is developing approaches to determine the optimal parameters of the process of adaptive maintenance.

**Method.** Within the framework of the general simulation statistic model of the process of maintenance and repair of a complex facility (REF), we have developed a simulation model for parameter optimization of one of the maintenance strategies. The general simulation statistic model is intended to simulate the process of the TMR of the FEF in order to predict the reliability and value of the facility operation. Optimization of maintenance parameters improves both indicators of reliability of the facility and economic indicators of operation of the facility as a whole. The parameters are optimized on the basis of the criterion of a minimum specific cost of the REF operation or the criterion of the maximum ratio of technical use. In both cases, limitation means the required value of the mean time between failures of the facility, and as a method of optimization, we use the method of directed search within the scope of the maintenance parameters. An expert can participate in the process of finding an optimal solution, being involved in the analysis of intermediate data and making a decision on the completion of the search process.

**Results.** The improved method of optimizing the maintenance parameters is a mathematical and algorithmic basis for the general software of the simulation statistic model of the maintenance and repair process. The method is programmed and tested in solving testing tasks. The results of the computational experiment are illustrated in the tabular form.

**Conclusions.** In our work we have developed the simulation model of the process of adaptive maintenance of a complex radio-electronic facility. The model enables to substantially simplify and automate the process of research and optimization of the adaptive maintenance parameters of a complex radio-electronic facility. By adding the least reliable elements gradually to a plurality of items subject to servicing and modeling the random moments of the failure time, the simulation model calculates the optimal maintenance options with the adaptive time of condition monitoring. The simulation model is based on the algorithmic model and algorithmic optimization methods for adaptive maintenance, developed in our research, and works in the ISMPN software environment. As a method of optimization, we use the method of directed search within the scope of the maintenance parameters, with a DN distribution as a mathematical reliability model for electronic components and DM distribution for mechanical components.

The practical value of the research lies in developing software which optimizes the maintenance parameters and predicts the reliability and value of operation for the given REF. The results obtained are to be used when determining the requirements for the parameters of operation of both new facilities and those of the available stock.

**KEYWORDS:** optimization of maintenance parameters, adaptive maintenance.

### ABBREVIATIONS

ISMPN is a simulation statistic modeling program;

AM is an adaptive maintenance;

DB is a database;

REF is a radio-electronic facilities;

OTM is a operation time maintenance;

OCM is an on-condition maintenance.

### NOMENCLATURE

$\tilde{a}_i(t_k)$  is an estimation of the average degradation rate of the  $i$ -th element;

$C_{0i}$  is a cost of the  $i$ -element;

$C_{repli}$  is a cost of replacing the  $i$ -th element;

$C_{mi}$  is a cost of the maintenance operation for the  $i$ -th element

$c_e$  is a cost of operation;

$c_e^+(\gamma)$  is a function of the specific cost of operation with the optimal value of the maintenance level  $u_{mi}^+(\gamma)$ ;

$c_e^+(\gamma^+)$  is an optimum value of the specific cost of operation in the current step;

$c_{sf}$  is a specific cost of the facility in the failure mode;

$c_{sm}$  is a specific cost, if the facility is in the maintenance state;

$e_i$  is an  $i$ -th constructive element;



$E_m$  is a set of elements maintained;  
 $E_m^*$  is a desired set of elements maintained;  
 $E_m^+$  is a conditionally optimal set of elements maintained;  
 $K_{ssa}$  is a steady state availability factor;  
 $K_{ssa}^+(\gamma)$  is a function of the steady state availability factor with the optimal value of the maintenance level  $u_{toi}^+(\gamma)$ ;  
 $K_{ssa}^+(\gamma^+)$  is an optimum, in the current step, value of the steady state availability factor;  
 $L(t_k)$  is a smoothed value for current control time  $t_k$ ;  
 $N_I$  is a number of simulations implemented;  
 $P_{am}^+$  is a conditionally optimal parameters of adaptive maintenance;  
 $P_{am}^*$  is an optimal parameters of adaptive maintenance;  
 $P_{amc}^*$  is an optimal parameters of adaptive maintenance according to the criterion  $\min c_e$ ;  
 $P_{amk}^*$  is an optimal parameters of adaptive maintenance according to the criterion  $\max K_{ssa}$ ;  
 $S(t_k)$  is a seasonal value of seasonality at the current time;  
 $S(t_{k-s})$  is a seasonal value for the same period of the previous season;  
 $s$  is a seasonal period;  
 $T(t_k)$  is a current trend value;  
 $T'_{cp}(t_k)$  is a current forecast value of the mean time between failures of the least reliable element;  
 $\tilde{T}_m(t_k)$  is a planned time interval of a regular maintenance;  
 $T_0$  is a mean time between failures;  
 $T_0^{req}$  is a required mean time between failures;  
 $T_e$  is a time of operation of the facility;  
 $t_k$  is a current time of the  $k$ -th maintenance;  
 $U_m$  is a vector of defining parameters levels, which determines the necessity for maintenance of elements;  
 $U_m^*$  is a required vector of defining parameters levels, which determines the necessity for maintenance of elements;  
 $U_m^+$  is a conditionally optimal vector of defining parameters levels, which determines the necessity for maintenance of elements;  
 $U_{mi}^+$  is a conditionally optimal vector of defining parameters levels of elements from the 1<sup>st</sup> to the  $i$ -th;

$u_{mi}^*$  is a optimal value of the defining parameter obtained in the final ( $i$ -th) step;  
 $u_{mi}^+$  is a conditionally optimal value of the defining parameter obtained in the last ( $i$ -th) step of modeling;  
 $u_{mi}^{++}$  is an intermediate optimal value of the defining parameter for this step;  
 $u_{mi}^+(\gamma)$  is a function which determines the dependence of the optimal maintenance level of the  $i$ -th element on the ratio  $\gamma$ ;  
 $v_i$  is a ratio of variation of mean operating time to uni failure of the  $i$ -th element;  
 $\alpha$  is a sequence smoothing ratio;  
 $\beta$  is a trend smoothing ratio;  
 $\chi$  is a ratio of seasonality smoothing;  
 $\tau_{repi}$  is a mean time of replacement of the item of the  $i$ -th element;  
 $\tau_{ma}$  is an administrative time for maintenance;  
 $\tau_{mi}$  is a mean maintenance duration of the  $i$ -th element;  
 $\tau_{mc}$  is a mean time of maintenance control;  
 $\tau_{trou}$  is a mean time of troubleshooting;  
 $\varepsilon^{req}$  is a the necessary accuracy of the results (relative error);  
 $\gamma^*$  is a desired lead ratio;  
 $\gamma^+$  is a conditionally optimal lead ratio.

## INTRODUCTION

The task of providing the necessary indicators of reliability of complex REF arises very often, both in the design of new models of equipment (modernization) and in the operation of available ones. Complex radio-electronic facilities are recoverable facilities of long-term application. The cost of such facilities is high, as well as the costs of operation. Diversity and the stochastic nature of the impact of various operational factors on the radio-electronic facilities result in the fact that, with the same operation time or duration of operation, facilities, in terms of reliability, have different actual technical condition. Due to this fact, operation or calendar time does not expressly characterize the technical condition of the facility.

In order to provide the required level of reliability of REFs during their operation, maintenance and repairs are usually performed, the essence of which is to timely restore the operational condition of the facility and the preventive replacement of the items in the pre-failure condition.

On the one hand, a longer period of maintenance enables to increase the production operation of REF, as well as the operation profitability. But this is not the case with the use of an outdated equipment stock which significantly increases the time of maintenance due to the elimination of intensively increasing failures and malfunctions.

**The object of study** is the maintenance process of complex radio-electronic facilities.

**The subject of study** is optimizing the parameters of adaptive maintenance.

**The purpose of the work** is to develop approaches to determining the optimal parameters of the process of adaptive maintenance.

## 1 PROBLEM STATEMENT

Depending on the criterion used in determination of the timing of maintenance, there are two main strategies for arranging maintenance: OTM and OCM. When performing OTM, control is exercised according to the available potential of the facility, and when the residual life reduces to some predetermined threshold, the facility maintenance is performed. When conducting OCM, the current technical condition of the facility is monitored, with maintenance performed, if the technical condition of the facility deteriorates to some predetermined unacceptable threshold. In turn, two types of strategies can be identified during OCM: OCM with a constant control period and OCM with a variable control period (adaptive OCM).

Each strategy is characterized by its parameters, which can be simulated using simulation statistic modeling. The modeling criteria of determining parameters of adaptive maintenance in our research are as follows: the criterion for minimizing the specific cost of the facility operation, which is determined at a reference period of operation, with the provision of a reference requirement to the reliability level of the facility, and the criterion of maximizing the coefficient of technical operation with the provision of the same requirement to the reliability level of the facility [1–4].

To perform modeling, it is necessary to create simulation models for all maintenance strategies.

The initial data for ISM are the following variables:

$$E_m, T_0^{req}, \alpha, \beta \text{ and } \chi.$$

Thus, the article solves an urgent scientific problem in relation to the development of simulation models to optimize the adaptive on-condition maintenance parameters and getting subsequent output variables:  $E_m^*$ ,  $U_m^*$ , and  $\gamma$ . Two criteria are used: optimization by criterion  $\min c_e$  and by criterion  $\max K_{ssa}$ . The limitation is the use of DN distribution, as a mathematical model of reliability of electronic components and DM distribution, for mechanical components.

## 2 REVIEW OF THE LITERATURE

Nowadays, many scientists also investigate the problem of optimizing the maintenance process for different types of facilities. Thus, to minimize the cost of servicing systems with the reliability constraint, work [5] suggests the approach which uses the methods of Lagrangian relaxation embedded in dynamic programming. The approach can be applied to determined and probable tasks of dynamic programming, as well as to Markov partially

© Lienkov S. V., Zhironov H. B., Tolok I. V., Lienkov Ye. S., 2020  
DOI 10.15588/1607-3274-2020-1-7

observable decision making process. The computational complexity of the approach is polynomial with regard to the number of Q-components of the system. The author of work [6] addresses the problem of optimizing maintenance in a multi-component system which performs several missions with scheduled finite discontinuity. Due to the limited time, budget, or availability of resources, maintenance can only be performed on a limited set of components. To do this, we propose a new integrated formulation of nonlinear programming for the sample maintenance, which enables to choose the components to be serviced, the maintenance levels to be performed, and maintenance tasks for several maintenance technicians. In work [7], a stochastic optimization model is considered to reduce the long-term total cost of maintenance complex systems. The work relies on the following principle: optimization of cost models for complex multi-component systems is based on analyzing the reliability of different maintenance approaches (regular block and age ones) and on clustering maintenance actions to reduce the total cost of maintenance of a complex system. In work [8], in accordance with the task of optimizing maintenance, the author selected the most important components of the power system with renewable energy sources. Then a set of maintenance strategies is proposed for all critical components. The total cost of each strategy for all critical components is calculated as the amount of costs for: operation, maintenance and environmental protection. The best maintenance strategy for each critical component is selected by identifying the lowest total cost of different maintenance strategies.

The author of work [9] addresses a new method of optimal strategy of maintenance of a complex system taking into account the reference reliability limitation. It is based on the direct analysis method which provides accurate quantitative determination of the reliability of highly reliable maintenance systems. As a discrete maintenance model, the article considers a model where each maintained component can operate in one or more discrete maintenance modes. In work [10] the author considers the optimal schedule of preventive maintenance of one element on the finite segment on the basis of Bayesian models of the failure function. In work [11] a new approach to the modeling of maintenance of machine tools is developed taking into account the architecture of stock systems. The stock architecture is considered, which consists of various types of machine tools of different manufacturers of equipment, working with different users, but supported by one repair shop. The essence of the approach is to jointly optimize the decisions on the levels of repairs, namely: the schedule of repair, relocation, disposal and preventive maintenance, taking into account the structure of user costs and policy in the workshops. In work [12], the author suggests a new approach to cost-effective optimization of maintenance completion strategies for a set of repaired elements. The optimization method consists of two stages. Firstly, a new concept of matrix modeling is introduced to find the scope for solving this optimization problem. Secondly, a genetic algorithm is used to find a

solution with minimal costs. It is shown that the combination of matrix modeling and genetic algorithm is a powerful method for solving the problem of optimization. In work [13], the MINLP model is suggested which represents a stochastic process of failures and repairs of the system in the form of a Markov continuous-time chain, on the basis of which the choice of backup and frequency of verification and maintenance tasks is optimized for maximum profit. The model explicitly takes into account all possible conditions of the system. It also offers effective decomposition methods and reduction of maintenance scenarios.

Thus, the task of developing simulation models and improving the procedure of optimizing the adaptive on-condition maintenance parameters for two different criteria is relevant.

### 3 MATERIALS AND METHODS

The development of a simulation model for optimizing the parameters of the process of adaptive maintenance should be based on a pre-formalized adaptive maintenance model. In our work we use an improved model as the formalized model of adaptive maintenance, which is described in works [1]. The optimization task was solved for one of two criteria: optimization by criterion  $\min c_e$  (1) and by criterion  $\max K_{ssa}$  (2):

$$c_e \langle \langle E_m^*, \mathbf{U}_m^*, \alpha, \beta, \chi, \gamma^* \rangle \rangle \rightarrow \min, \quad (1)$$

$$\begin{aligned} T_0 \langle \langle E_m^*, \mathbf{U}_m^*, \alpha, \beta, \chi, \gamma^* \rangle \rangle &\geq T_0^{req} \\ K_{ssa} \langle \langle E_m^*, \mathbf{U}_m^*, \alpha, \beta, \chi, \gamma^* \rangle \rangle &\rightarrow \max. \end{aligned} \quad (2)$$

Constants of smoothing are not directly related to the choice of maintenance options. For this reason, the parameters  $\alpha, \beta, \chi$  are not included in the number of optimized strategy parameters, and we regard them as constants.

When solving a problem (1) the set  $E_m$  is fixed, with the sequence of partial problems solved. At each step, an auxiliary set  $E_m^+$  is formed by adding one element from the set  $E_m$ , with a specific task solved for determining the optimal parameters satisfying the condition:

$$c_e \langle \langle E_m^*, \mathbf{U}_m^*, \alpha, \beta, \chi, \gamma^* \rangle \rangle \rightarrow \min_{U_m, \gamma}. \quad (3)$$

Solution  $P_{am}^+ = \langle \langle E_m^+, U_m^+, \gamma^+ \rangle \rangle$  satisfying condition (3) is a conditionally optimal solution obtained, if the set of maintained elements consists of  $E_m^+$ , and  $\mathbf{U}_{mi}^+ = \{u_{m1}^*, u_{m2}^*, \dots, u_{mi}^+\}$  [1,16].

When adding new elements to  $E_m^+$ , the mean time between failures  $T_0$  should increase, and when the requirement  $T_0 \geq T_0^{req}$  is met in a certain step, the process of search for a conditionally optimal solution is completed. This solution, obtained in the final stage, is taken as the general optimal one  $P_{am}^*$ .

Figure 1 shows the algorithmic model of the task solution (1)

Statement 1 generates the output data: the set of the maintained elements  $E_m$ ; records constants of smoothing.

Statement 2 creates empty sets  $E_{mi}^+$  and  $U_{mi}^+$ , and initiates the variable  $i$ , which is used to calculate the number of steps for a solution search (simultaneously, the variable  $i$  is the number of element  $e_i$  which is added to the set  $E_{mi}^+$ ). The set  $E_{mi}^+$  is used as the current set of maintained elements (one element from the set  $E_m$  will be added at each stage). A set  $U_{mi}^+$  is used to memorize the obtained optimal values of the maintenance levels  $u_{mi}^+$  of elements included in the set  $E_{mi}^+$ .

Statement 3 forms the number  $i$  of the next (current) step of the search process.

Statement 4 chooses  $i$ -th element  $e_i$  from the set  $E_m$  and adds it to the set. The elements  $e_i$  from the set  $E_m$  are selected in ascending order of their mean time between failures.

Statement 5 makes function charts  $u_{mi}^+(\gamma)$  and  $c_e^+(\gamma)$  depending on the value of the lead ratio  $\gamma$ , which binds the scheduled time interval to the next maintenance  $\tilde{T}_m(t_k)$ , with the current predicted value of the mean time between failures of the least reliable element  $T'_{cp}(t_k)$ :

$$T'_{cp}(t_k) = \frac{1}{\tilde{a}_i(t_k)}.$$

For a two-parameter exponential smoothing model, estimation of the average degradation rate of the  $i$ -th element is determined by the expression:

$$\begin{aligned} \tilde{a}_i(t_{k+1}) &= L(t_k) + T(t_k), \\ L(t_k) &= \alpha \cdot a_i(t_k) + (1 - \alpha)[S(t_{k-1}) - T(t_{k-1})] \\ T(t_k) &= \beta(S(t_k) - S(t_{k-1})) + (1 - \beta) \cdot T(t_{k-1}) \end{aligned}$$

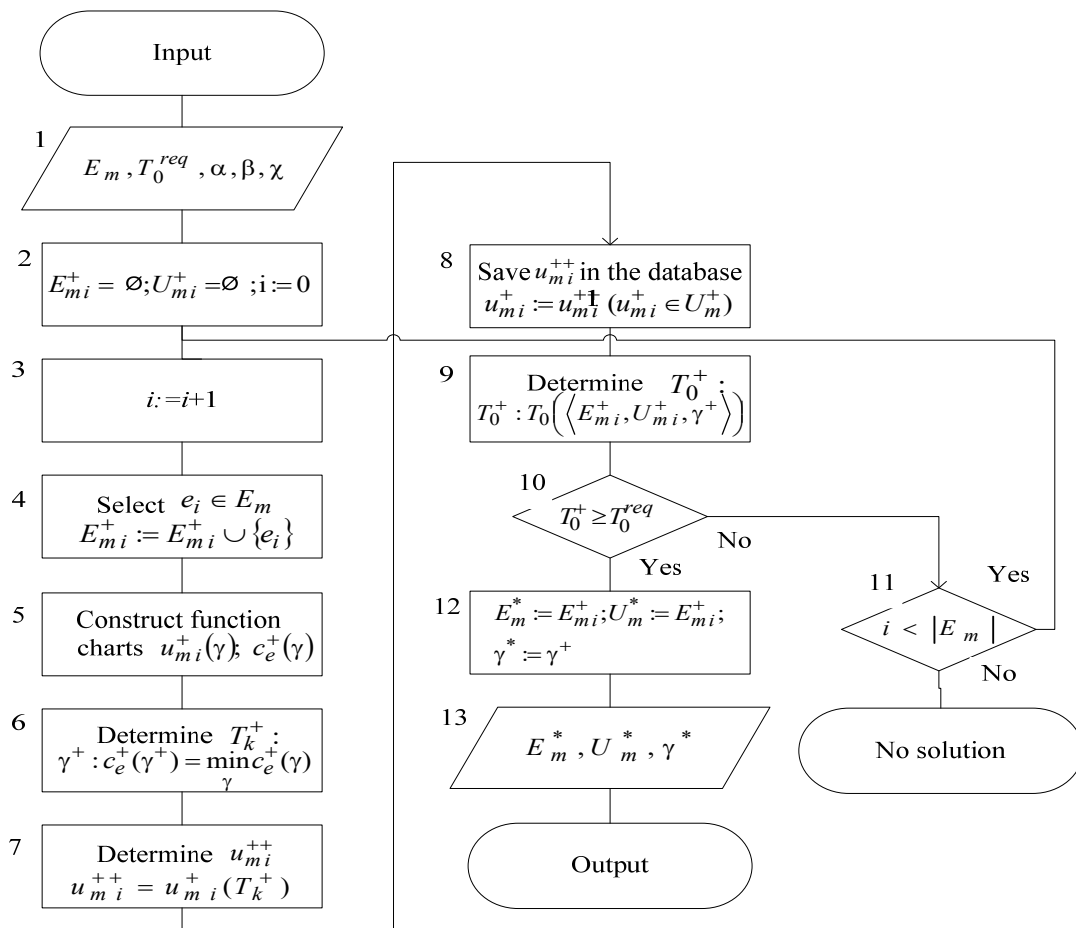


Figure 1 – Algorithmic model for optimal parameters search of the OCM strategy with adaptive change of the control period

For a three-parameter smoothing model [14, 15]:

$$\begin{aligned} \tilde{a}_i(t_{k+1}) &= [L(t_k) + T(t_k)] \times S(t_{k+1-s}), \\ L(t_k) &= \alpha \cdot \frac{a_i(t_k)}{S(t_{k-s})} + (1-\alpha)[S(t_{k-1}) - T(t_{k-1})], \\ T(t_k) &= \beta(S(t_k) - S(t_{k-1})) + (1-\beta) \cdot T(t_{k-1}), \\ S(t_k) &= \gamma \cdot \frac{a_i(t_k)}{L(t_k)} + (1-\gamma) \cdot S(t_{k-s}). \end{aligned}$$

The function  $u_{mi}^+(\gamma)$  determines the dependence of the optimal maintenance level of the  $i$ -th element on the ratio  $\gamma$ .

The value  $u_{mi}^+(\gamma)$  is determined on the basis of the expression:

$$u_{mi}^+(\gamma) : c_e(E_{mi}^+, U_{mi}^+, \gamma) \rightarrow \min_{u_{mi}}. \quad (4)$$

Function  $c_e^+(\gamma)$  is the specific cost of operation obtained with the optimum value of the maintenance level  $U_{mi}^+(\gamma)$ :

$$c_e^+(\gamma) = c_e(E_{mi}^+, U_{mi}^+, \gamma). \quad (5)$$

Statement 6 determines the optimal value of the ratio  $\gamma^+$  in the current step, which satisfies the condition:

$$c_e^+(\gamma^+) = \min_{\gamma} c_e^+(\gamma). \quad (6)$$

Statement 7 determines the optimum value of the maintenance level:

$$u_{mi}^{++} = u_{mi}^+(\gamma^+). \quad (7)$$

Statement 8 saves the value  $u_{mi}^{++}$  in the DB as the optimal value for this step.

Statement 9 defines the value of the mean time between failures, obtained in the current search step  $T_0^+ = T_0(P_{am}^+(i))$ , and  $P_{am}^+(i) = \langle E_{mi}^+, U_{mi}^+, \gamma^+ \rangle$ .

Statement 10 verifies the compliance with the condition  $T_0^+ \geq T_0^{req}$ . If the condition is satisfied, Statement 12 forms the final solution:

$$P_{amc}^* := P_{am}^+(i).$$

Thus, the solution search process finishes.

If Statement 9 does not comply with the condition  $T_0^+ \geq T_0^{req}$ , Statement 10 verifies if all the elements from  $E_m$  have already been used. If not, and  $(i < |E_m|)$ , it passes control to Statement 3 to continue the solution search process.

Statement 13 forms the optimal values of the adaptive maintenance parameters.

The algorithmic model of the task solution (2) completely coincides with the model developed above, except for the content of Statements 4 and 5. The only difference lies in the fact that instead of the criterion  $\min c_e$  a criterion  $\max K_{ssa}$  is used. Therefore, in Statement 4 a function chart  $K_{ssa}^+(\gamma)$  is constructed, with the optimal value determined in Statement 5 on the basis of the condition:

$$K_{ssa}^+(\gamma^+) = \max_{\gamma} K_{ssa}^+(\gamma). \quad (8)$$

The content of all other operators remains unchanged.

Taking into account the aforementioned, one can formulate the following method of optimizing the parameters of the adaptive maintenance process of a complex radio-electronic facility:

1. Create a database of the REF, with the task of optimizing the adaptive maintenance parameters solved.
2. Specify the simulation parameters for ISMPN.
3. Determine the set of potentially maintained elements  $E_m$  and the required mean time between failures based on the maintenance  $T_0^{req}$ .

4. Choose an item from the set of potentially maintained ones, with the highest failure rate, and perform modeling according to one of the criteria:  $\min c_e$  or  $\max K_{req}$ . Determine the conditionally optimal maintenance parameters for one maintained element.

5. Determine the mean time between failures and compare with the required one. If the mean time between failures is less than required, add the second one, etc. to the list of maintained items, till the mean time between failures is no less than necessary.

6. Determine the optimal parameters of adaptive maintenance.

#### 4 EXPERIMENTS

The problem is solved using the ISMPN program. In each step of the task solving, actions are performed in accordance with the following procedure:

- 1) the formation of the current subset  $E_{mi}^+$  of the maintained elements (in the  $i$ -th step one element  $E_m$  is added to the subset  $E_{mi}^+$ );

2) the search for a conditionally optimal solution  $P_{am(i)}^+ = \langle E_{mi}^+, U_{mi}^+, \gamma^+ \rangle$  (by criterion  $\min c_e$  or  $\max K_{ssa}$ ) and determination of the mean time between failures  $T_0^+$ ;

3) verification of compliance with the condition  $T_0^+ \geq T_0^{req}$ . If the requirement is not satisfied, proceed to point 1 and continue solving the task. If the request is met, complete the closing point of the procedure;

4) acceptance of the conditionally optimal solution  $P_{am(i)}^+$  obtained in the final step as the final solution of the task  $P_{am}^* := P_{am(i)}^+$ .

The procedure is illustrated by the example of the testing facility Test-1. The database for the facility was established. The facility contains 15 elements of different levels included in the set of denied elements  $E_0$ . For example, the set of potentially maintained elements  $E_m$  comprises 5 least reliable elements from  $E_0$ . Table 1 shows the data on such elements. Mean time between failures is subject to the  $DN$  distribution with the coefficient of variation of failure time of all elements  $v_i = 0.8$ .

Cost and time characteristics of the facility Test-1:  $\tau_{repi} = 1$  h;  $\tau_{mi} = 0.2$  hours;  $C_{0i} = 10$  c.u.;  $C_{repi} = 1$  c.u.;  $C_{mi} = 1$  c.u. ( $\forall i = 1, |E_m|$ );  $\tau_{mc} = 0.5$  h;  $\tau_{trou} = 1$  h;  $\tau_{ma} = 1$  h.

Table 1 – Characteristics of potentially maintained elements of the facility Test-1

Element number	Element name	Mean failure time $T_{cpi}, h$	Cost of the element $C_{0i}$ , c.u.
1	132	10000	40
2	12	14142	20
3	11111	14142	20
4	131-1	20000	10
5	131-2	20000	10

We specify the parameters of modeling and the environment for the ICM, namely:  $T_e = 20$  years;  $N_I^{\max} = 100$ ;  $\varepsilon^{req} = 0.2$ ;  $c_{sf} = 10$  c.u./year;  $c_{sm} = 2$  c.u./year.

If maintenance for the facility Test-1 is absent in such conditions, the following values are obtained:  $T_0 = 1,210$  h;  $c_e = 0.02997$  c.u./h;  $K_{ssa} = 0.99835$ . Permanent smoothing equals to  $\beta = 0.5$ .

The required mean time between failures:  $T_0^{req} = 1.500$  h.

#### 5 RESULTS

Optimization by criterion  $\min c_e$ .

The calculations are performed as follows:

1. In step 1, we add element 132:  $E_{m(1)}^+ = \{132\}$  to the set  $E_m^+$ .

2. We launch the ISMPN program in the mode “Optimizing maintenance/adaptive maintenance” and specify the following variation parameters:

- for:  $u_m : u_m \in [0.4; 0.8]; \Delta u_m = 0.05;$
- for:  $\gamma : \gamma \in [0.2; 0.7]; \Delta \gamma = 0.05.$

Figure 2 shows the view of the PC screen after modeling is completed in step 1.

By the function chart  $c_e^+(\gamma)$ , we determine its minimum and corresponding conditionally optimal value  $\gamma^+ = 0.45$ . According to the chart  $u_{m1}^+(\gamma)$ , we determine the optimal value of the maintenance level for element 132  $u_{m1}^{++} = u_{m1}^+(\gamma^+) = 0.40$ .

As a result of the calculations performed in step 1, we obtain the following conventionally optimal solution:

$$P_{am(1)}^+ = \langle E_{m1}^+, U_{m1}^+, \gamma^+ \rangle = \langle \{132\}; \{0.40\}; 0.45 \rangle.$$

3. According to the chart  $T_0^+(\gamma)$ , we determine the mean time between failures  $T_0^+ = 1.386$  hours, which is achieved with these parameters (shown next to the chart on the right).

4. If the requirement  $T_0^+ \geq T_0^{req}$  is not fulfilled, we take the next step. But before proceeding to the next step, we enter the latest value of the maintenance level  $u_{m1}^{++}$  (for element 132) in the database.

The final modeling results are shown in Table 2.

To ensure the reliability level  $T_0^{req} = 1.500$  h, the parameters obtained in step 2:  $P_{amc}^* = P_{am(2)}^+ = \langle \{132, 12\}; \{0.40; 0.55\}; 0.40 \rangle$  are optimal parameters of the adaptive OCM by criterion  $\min c_e$ .

With the above parameters, the following values of indicators are provided:

$$T_0(P_{amc}^*) = 1.529 \text{ h}; c_e(P_{amc}^*) = 0.02162 \text{ c.u./h};$$

$$K_{ssa}(P_{amc}^*) = 0.99825.$$

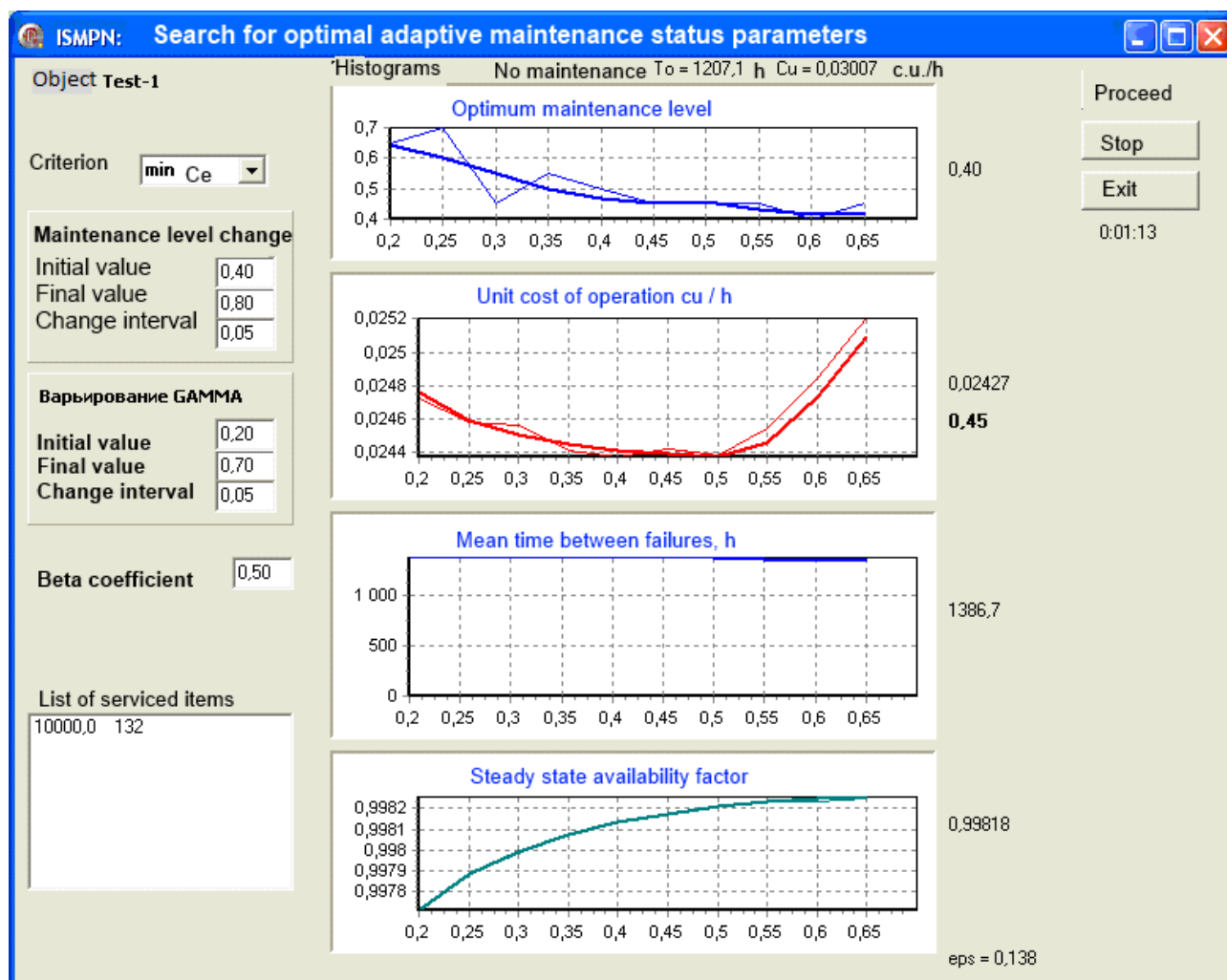


Figure 2 – View of the PC screen after modeling is completed in step 1 (criterion  $\min c_e$ )

The statistical error of the modeling results, with the above results obtained, is  $\varepsilon = 0.148$ .

Optimization by criterion  $\max K_{ssa}$ .

1. In step 1, we add element 132 to the set  $E_m^+$ :

$$E_{m(1)}^+ = \{132\}.$$

2. We launch the ISMPN program in the mode “Optimizing maintenance/adaptive maintenance” and specify the following variation parameters:

- for  $u_m : u_m \in [0.4; 0.8]; \Delta u_m = 0.05$ ;
- for  $\gamma : \gamma \in [0.4; 1.0]; \Delta \gamma = 0.05$ .

The result of modeling shows that the function  $K_{ssa}^+(\gamma)$  does not have a stable maximum, so we immediately proceed to step 2 and add element 12 to the set

$E_{m(1)}^+ : E_{m(2)}^+ = \{132, 12\}$ . Figure 3 shows the view of the PC screen after completing the simulation in Step 2.

In step 2, the maximum of the function  $K_{ssa}^+(\gamma)$  is obtained at the value of the argument  $\gamma^+ = 0.65$ . According to the chart, we find conditionally optimal value of the maintenance level  $u_{m1}^+ = u_{m1}^+(\gamma^+) = 0.65$ . All these data are calculated in a programmatic manner and displayed to the right of the corresponding chart.

Thus, after completing step 2, we obtained a conventionally optimal solution:

$$P_{am(2)}^+ = \langle E_{m2}^+, U_{m2}^+, \gamma^+ \rangle = \langle \{132\}; \{0.45\}; 0.65 \rangle.$$

Table 2 – Results of calculation of conditionally optimal parameters of the adaptive maintenance strategy for the facility Test-1 (criterion  $\min c_e$ )

step number $i$	Conditionally optimal parameters $P_{am(i)}^+$			Values of indicators obtained under conditionally optimal parameters $P_{am(i)}^+$			
	$E_{mi}^+$	$u_{mi}^{++}$	$\gamma^+$	$T_0^+, h$	$c_e^+, c.u./h$	$K_{ssa}^+$	$\varepsilon$
0	–	–	–	1207	0.03007	0.99834	0.135
1	{132}	0.40	0.45	1386	0.02427	0.99818	0.138
2	{132, 12}	0.55	0.40	1529	0.02162	0.99825	0.148
3	{132, 12, 11111}	0.45	0.45	1706	0.01894	0.99840	0.153
4	{132, 12, 11111, 131-1}	0.55	0.45	1868	0.01743	0.99849	0.143
5	{132, 12, 11111, 131-1, 131-2}	0.56	0.40	2057	0.01603	0.99852	0.173

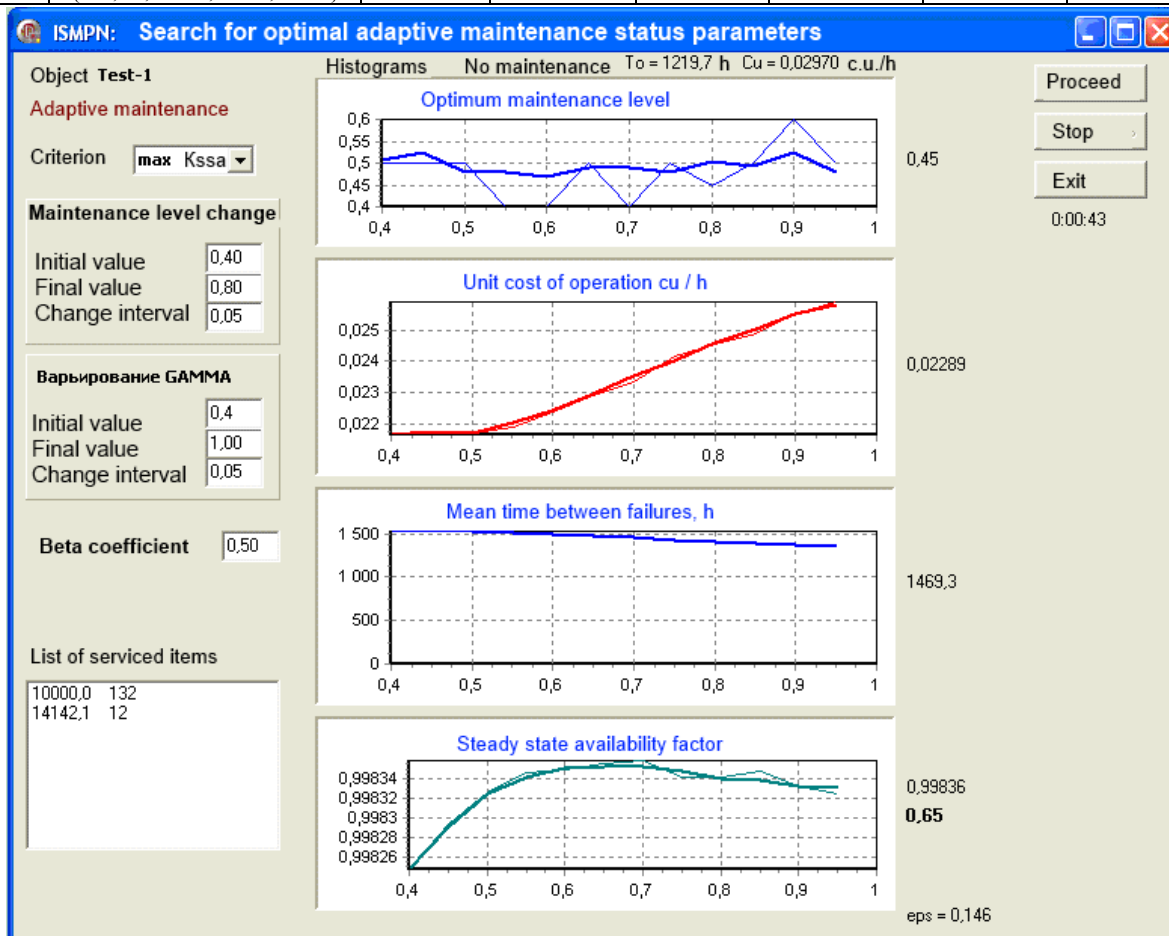


Figure 3 – View of the PC screen after completing the calculations in step 2 (criterion  $\max K_{ssa}$ )

3. According to the chart  $T_0^+(\gamma)$ , we determine the mean time between failures  $T_0^+ = 1469$  h, which is achieved with these parameters (displayed along with the graph on the right).

4. If the requirement  $T_0^+ \geq T_0^{req}$  is not satisfied, we proceed to the next step. However, as before, we enter the latest value of the maintenance level  $u_{m1}^{++} = 0.45$  in the database.

Table 3 shows the complete data obtained for all 5 steps (for all elements of the set  $E_m$ ).

For the requirement  $T_0^{req} = 1.500$  h, the parameters, obtained in step 3, are optimal for the parameters of the adaptive maintenance strategy by the criterion  $\max K_{ssa}$ :

$$P_{am\kappa}^* = P_{am(3)}^+ = \langle \{132, 12, 11111\}; \{0.4; 0.45; 0.5\}; 0.65 \rangle.$$

With the above parameters, the following values are provided:

$$T_0(P_{am\kappa}^*) = 1.616 \text{ h}; \quad c_e(P_{am\kappa}^*) = 0.02048 \text{ u.c./h};$$

$$K_{ssa}(P_{am\kappa}^*) = 0.99846.$$

The statistical error of the modeling results, with the above results obtained, is  $\varepsilon = 0.152$ .

## 6 DISCUSSION

The analysis of the task solution results with regard to optimization of adaptive maintenance parameters by two different criteria show that the solutions -  $P_{am\kappa}^*$  and  $P_{amc}^*$ , by all indicators  $P_{am\kappa}^*$ , are better than the solution  $P_{amc}^*$ . Table 4 shows the compared parameters.

The table also shows that the advantage of the solution  $P_{am\kappa}^*$  is obtained only at the expense of a greater number of maintained elements: according to the solution  $P_{am\kappa}^*$ , the number of the maintained elements is equal to 3, and according to the solution  $P_{amc}^*$ , it equals to 2. This result is expectable, since in the output data cost and time spent on maintenance are very insignificant and equal for all elements.

Table 4 – Comparative data of the optimal parameters of the adaptive maintenance of facility Test-1

Main-tenance parameters	Optimi-zation crite-ri- on	Number of the main- tained elements $ E_m $	Compared parameters		
			$T_0$ , h	$c_e$ , c.u./h	$K_{ssa}$
$P_{amc}^*$	$\min c_e$	2	1529	0.02162	0.99825
$P_{am\kappa}^*$	$\max K_{ssa}$	3	1616	0.02048	0.99846
$P_{amc(3)}^+$	$\min c_e$	3	1706	0.01894	0.99840

The results obtained in this example also show that in the case of three maintained elements, the conditionally optimal solution  $P_{am(3)}^+$ , obtained by the criterion  $\min c_e$ , is much better than both solutions  $P_{amc}^*$  and  $P_{am\kappa}^*$ .

The obtained results adequately demonstrate the peculiarities of the simulation model of optimizing the parameters of the adaptive maintenance strategy, as well as the possibility of application of the modeling results obtained.

## CONCLUSIONS

The simulation model of the process of adaptive maintenance of a complex radio-electronic facility is developed in the work. The essence of the simulation model is that by gradually adding the least reliable elements to a set of elements to be maintained, and simulating random moments of the failure time of the facility elements, the model calculates the optimal parameters of maintenance with the adaptive time of the technical condition control.

**The scientific novelty** of the research is to improve the simulation model of the process of adaptive maintenance of a complex radio-electronic facility, which, unlike available ones, is based on the algorithmic model and algorithmic optimization techniques used in the software package of the ISMPN. As a method of optimization, we use the method of directed search within the

Table 3 – Results of calculations of conditionally optimal parameters of an adaptive maintenance strategy for the facility Test-1 (criterion  $\max K_{ssa}$ )

Step number $i$	Conditionally optimal parameters $P_{am(i)}^+$			Values of indicators obtained under conditionally optimal parameters $P_{am(i)}^+$			
	$E_{mi}^+$	$u_{mi}^{++}$	$\gamma^+$	$T_0^+$ , h	$c_e^+$ , c.u./h	$K_{ssa}^+$	$\varepsilon$
0	–	–	–	1219	0,02970	0,99834	0,137
1	{132}	–	–	–	–	–	–
2	{132, 12}	0,45	0,65	1469	0,02289	0,99836	0,146
3	{132, 12, 11111}	0,50	0,65	1616	0,02048	0,99846	0,152
4	{132, 12, 11111, 131-1}	0,55	0,55	1815	0,01801	0,99853	0,164
5	{132, 12, 11111, 131-1, 131-2}	0,40	0,60	1941	0,01721	0,99860	0,167



scope of the maintenance parameters; as a mathematical model of reliability, we use the DN distribution for electronic components, and DM distribution for mechanical components, with the scheduled time interval to the next maintenance determined on the basis of the three-parameter exponential smoothing model, which enables to significantly simplify and automate the process of studying the reliability of indicators and optimization of adaptive maintenance parameters of a complex radio-electronic facility.

**The practical value** of the results obtained lies in developing software which optimizes the maintenance parameters and predicts reliability indicators and operation cost for the given REF. The results obtained are to be used when determining the requirements for the parameters of operation of both new facilities and those of the available stock.

**Prospects for further research** lie in creating simulation models and software tools for optimizing the parameters of the process of scheduled maintenance of REFs, maintenance and repair procedures of the REF groups.

#### ACKNOWLEDGEMENTS

The work was performed as part of the state budget research topic of the Military Institute of the Taras Shevchenko Kiev National University, on the theme “Development of models and methods for determining the optimal parameters”, code “Optimization” (state registration number 0118U004378).

#### REFERENCES

1. Lenkov S., Tolok I., Tsitsarev V., Zhyrov G., Lenkov E., Khlaponin Yu., Borowik B. eds. Forecasting reliability of complex technology objects. Parameters optimization of their technical exploitation: monograph. Bielsko-Biala, Publishing house «BEL», 2018, 253 p.
2. Zhirov G. B., Lenkov E. S. Algoritmi modeliuвання protsesiv tehnikno-go obslugovuvannya za stanom skladnih radioelektronnih ob'ektiv, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2018, No. 2(45), pp. 14–21. DOI: 10.15588/1607-3274-2018-2-2.
3. Zhirov G.B., Lenkov E. S., Tolok I. V. Analiz matematichnih modelei tehniknogo obslugovuvannya skladnih tehniknih ob'ektiv, *Zbirnik naukovih prats' Harkivs'kogo universitetu Povitrianih Sil*, 2017, Vip.2(51), pp. 153–158.
4. Lenkov S. V., Seliukov O. V., Tolok I. V. i dr. Matematichna model' protsesiv vitrachannia ta popovnen-nia resursu ugrupovannia skladnih tehniknih ob'ektiv, *Nauka i tehnika Povitrianih Sil ZSU*, 2018, No. 2 (31), pp. 174–181.
5. Faddoul R., Raphael W., Chateaneuf A. Maintenance optimization of series systems subject to reliability constraints,

- Reliability Engineering & System Safety*, 2018, No. 180, pp. 179–188. DOI: 10.1016/j.res.2018.07.016.
6. Khatab A., Diallo C., Venkatadri U., Liu Z., Aghezzaf E.-H. Optimization of the joint selective maintenance and repair-person assignment problem under imperfect maintenance, *Computers & Industrial Engineering*, 2018, No. 125, pp. 413–422. DOI: 10.1016/j.cie.2018.09.012.
7. Martinod R., Bistorin O., Leonel F., Castañeda L., Rezg N. Maintenance policy optimisation for multi-component systems considering degradation of components and imperfect maintenanceactions, *Computers & Industrial Engineering*, 2018, pp. 100–112. DOI: 10.1016/j.cie.2018.07.019.
8. Shayesteh E., Yu J., Hilber P. Maintenance optimization of power systems with renewable energy sources integrated, *Energy*, 2018, No. 149, pp. 577–586. DOI: 10.1016/j.energy.2018.02.066.
9. Briš R., Byczanski P., Goño R., Rusek S. Discrete maintenance optimization of complex multi-component systems, *Reliability Engineering & System Safety*, 2017, No. 168, pp. 80–89. DOI: 10.1016/j.res.2017.04.008.
10. Belyi D., Popova E., Morton D., Damien P. Bayesian failure-rate modeling and preventive maintenance optimization, *European Journal of Operational Research*, 2017, No. 262, Issue 3, pp. 1085–1093. DOI: 10.1016/j.ejor.2017.04.019.
11. Rawat M., Kumar L. B. Novel approach for machine tool maintenance modelling and optimization using fleet system architecture, *Computers & Industrial Engineering*, 2018, No. 126, pp. 47–62. DOI: 10.1016/j.cie.2018.09.006.
12. Wijk O., Andersson P., Block J., Righard T. Phase-out maintenance optimization for an aircraft fleet, *International Journal of Production Economics*, 2017, No. 188, pp. 105–115. DOI: 10.1016/j.ijpe.2017.01.002.
13. Ye Yixin, Grossmann I. E., Pinto J. M., Ramaswamy S. Modeling for reliability optimization of system design and maintenance based on Markov chain theory, *Computers & Chemical Engineering*, 2019, No. 124, pp. 381–404. DOI: 10.1016/j.compchemeng.2019.02.016.
14. Vartanjan V. M., Romanenkov Ju. O., Revenko D. S., i dr. Modeljuvannja dynamichnyh procesiv po chasovyh rjadah: monografija. Harkiv, Nac. aerokosm. un-t im. M. Je. Zhukovs'kogo «Har'k. aviac. in-t», 2012, 266 p.
15. Rendon-Sanchez J., Menezes L. Structural combination of seasonal exponential smoothing forecasts applied to load forecasting, *European Journal of Operational Research*, 2019, Vol. 275, Issue 1, pp. 916–924. DOI: 10.1016/j.ejor.2018.12.013.
16. Ashurkov I. S., Leshko N. A., Kakaev V. V. Ispol'zovanie metoda priamogo perebora dlia optimizatsii prostranstvennoi struktury mnogopo-zitsionnoi radiolokatsionnoi sistemy [Elektr. resurs]. Rezhim dostupa <http://trudymai.ru/published.php?ID=69752>

Received 27.05.2019.

Accepted 24.12.2019.

УДК.004.052

#### ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ ПРОЦЕСУ АДАПТИВНОГО ТЕХНІЧНОГО ОБСЛУГОВУВАННЯ СКЛАДНОГО РАДІОЕЛЕКТРОННОГО ОБ'ЄКТА

**Ленков С. В.** – д-р техн. наук, проф. головний науковий співробітник науково-дослідного центру Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка, Київ, Україна.

**Жиров Г. Б.** – канд. техн. наук, с.н.с., доцент кафедри радіотехніки та радіоелектронних систем Київського національного університету імені Тараса Шевченка, Київ, Україна.

**Толок І. В.** – канд. пед. наук, начальник Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка, Київ, Україна;

**Ленков Є. С.** – канд. техн. наук, старший науковий співробітник центрального науково-дослідного інституту Збройних Сил України, Київ, Україна.

#### АНОТАЦІЯ

**Актуальність.** Процес технічного обслуговування (ТО) сучасних об'єктів РЕТ направлений на підтримання справності чи працездатності об'єктів під час їх технічної експлуатації. Вимоги, щодо досягнення високої надійності експлуатації часто знаходяться в суперечності з іншими необхідними характеристиками, такими як зменшення розмірів виробу, отримання високої точності, зниження вартості експлуатації і т. д. Тому питання, оптимального вибору параметрів ТО для вирішення різних задач експлуатації та із застосуванням різних критеріїв, є актуальною.

**Мета.** Метою даної роботи є розробка підходів щодо визначення оптимальних параметрів процесу адаптивного технічного обслуговування.

**Метод.** В рамках загальної імітаційної статистичної моделі процесу технічного обслуговування і ремонту складного об'єкту РЕТ розроблена імітаційна модель оптимізації параметрів однієї із стратегій ТО. Загальна імітаційна статистична модель призначена для моделювання процесу проведення ТО і ремонту об'єкту РЕТ з метою прогнозування показників надійності та вартості експлуатації об'єкту. Оптимізація параметрів ТО покращує, як показники надійності самого об'єкту так і економічні показники експлуатації об'єкту у цілому. Оптимізація параметрів здійснюється за критерієм мінімуму питомої вартості експлуатації об'єкту РЕТ або за критерієм максимуму коефіцієнта технічного використання. Обмеженням в обох випадках виступає необхідне значення середнього наробітку на відмову об'єкту, а в якості методу оптимізації використовується метод спрямованого перебору у просторі параметрів ТО. У процесі пошуку оптимального рішення може приймати участь людина-експерт, яка залучається для аналізу проміжних даних і для прийняття рішення про закінчення процесу пошуку.

**Результати.** Удосконалена методика оптимізації параметрів ТО являє собою математичне та алгоритмічне підґрунтя для загального програмного забезпечення імітаційної статистичної моделі процесу технічного обслуговування і ремонту. Розроблений метод програмно реалізований і досліджений при вирішенні тестових завдань. Результати обчислювального експерименту проілюстровані у табличній формі.

**Висновки.** У роботі розроблена імітаційна модель процесу адаптивного технічного обслуговування складного радіоелектронного об'єкта. Модель дозволяє суттєво спростити та автоматизувати процес дослідження та оптимізації параметрів адаптивного технічного обслуговування складного радіоелектронного об'єкта. Шляхом покрокового додавання найменш надійних елементів до множини елементів, які підлягають обслуговуванню, та моделюванню випадкових моментів часу відмов елементів об'єкта, імітаційна модель розраховує оптимальні параметри технічного обслуговування з адаптивним часом проведення контролю технічного стану. Імітаційна модель базується на розроблених в роботі алгоритмічній моделі та методиці оптимізації параметрів процесу адаптивного технічного обслуговування та працює у середовищі програмного за-соби ISMPN. В якості методу оптимізації використовується метод спрямованого перебору у просторі параметрів ТО, а за математичну модель безвідмовності взятий  $DN$  розподіл, для електронних компонентів та  $DM$  розподіл, для механічних компонентів.

Практичне значення роботи полягає у розробці програмного забезпечення, яке оптимізує параметри ТО та прогнозує показники надійності та вартості експлуатації для заданого об'єкта РЕТ. Отримані результати пропонуться використовувати при визначенні вимог до параметрів експлуатації як нових об'єктів, так і об'єктів старого парку.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** оптимізація параметрів технічного обслуговування, адаптивне технічне обслуговування.

УДК.004.052

#### ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА АДАПТИВНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ СЛОЖНОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБЪЕКТА

**Ленков С. В.** – д-р. техн. наук, проф. главный научный сотрудник научно-исследовательского центра Военного института Киевского национального университета имени Тараса Шевченко, Киев, Украина.

**Жиров Г. Б.** – канд. техн. наук, с.н.с., доцент кафедры радиотехника и радиоэлектронных систем Киевского национального университета имени Тараса Шевченко, Киев, Украина.

**Толок І. В.** – канд. пед. наук, начальник Военного института Киевского национального университета имени Тараса Шевченко, Киев, Украина.

**Ленков Є.С.** – канд. техн. наук, старший научный сотрудник центрального научно-исследовательского института Вооруженных Сил Украины, Киев, Украина.

#### АННОТАЦИЯ

**Актуальность.** Процесс технического обслуживания (ТО) современных объектов РЕТ направлен на поддержание исправности или работоспособности объектов при их технической эксплуатации. Требования, по достижению высокой надежности эксплуатации часто находятся в противоречии с другими необходимыми характеристиками, такими как уменьшение размеров изделия, получения высокой точности, снижение стоимости эксплуатации и т.д. Поэтому вопрос, оптимального выбора параметров ТО для решения различных задач эксплуатации с применением различных критериев, является актуальной.

**Цель.** Целью данной работы является разработка подходов к определению оптимальных параметров процесса адаптивного технического обслуживания.

**Метод.** В рамках общей имитационной статистической модели процесса технического обслуживания и ремонта сложного объекта РЕТ разработана имитационная модель оптимизации параметров одной из стратегий ТО. Общая имитационная статистическая модель предназначена для моделирования процесса проведения ТО и ремонта объекта РЕТ с целью прогнозирования показателей надежности и стоимости эксплуатации объекта. Оптимизация параметров ТО улучшает, как показа-

тели надежности самого объекта, так и экономические показатели эксплуатации объекта в целом. Оптимизация параметров осуществляется по критерию минимума удельной стоимости эксплуатации объекта РЕТ или по критерию максимума коэффициента технического использования. Ограничением в обоих случаях выступает требуемое значение средней наработки на отказ объекта, а в качестве метода оптимизации используется метод направленного перебора в пространстве параметров ТО. В процессе поиска оптимального решения может принимать участие человек-эксперт, который привлекается для анализа промежуточных данных и для принятия решения об окончании процесса поиска.

**Результаты.** Усовершенствованная методика оптимизации параметров ТО представляет собой математическую и алгоритмическую основу для общего программного обеспечения имитационной статистической модели процесса технического обслуживания и ремонта. Разработанный метод программно реализован и исследован при решении тестовых заданий. Результаты вычислительного эксперимента проиллюстрированы в табличной форме.

**Выводы.** В работе разработана имитационная модель процесса адаптивного технического обслуживания сложного радиоэлектронного объекта. Модель позволяет существенно упростить и автоматизировать процесс исследования и оптимизации параметров адаптивного технического обслуживания сложного радиоэлектронного объекта. Путем пошагового добавления наименее надежных элементов к множеству элементов подлежащих обслуживанию и моделированию случайных моментов времени отказов элементов объекта, имитационная модель рассчитывает оптимальные параметры технического обслуживания с адаптивным временем проведения контроля технического состояния. Имитационная модель базируется на разработанных в работе алгоритмической модели и методике оптимизации параметров процесса адаптивного технического обслуживания и работает в среде программного средства ISMPN. В качестве метода оптимизации используется метод направленного перебора в пространстве параметров ТО, а за математическую модель безотказности взято DN распределение, для электронных компонентов и DM распределение, для механических компонентов.

Практическое значение работы состоит в разработке программного обеспечения, которое оптимизирует параметры ТО и прогнозирует показатели надежности и стоимости эксплуатации для заданного объекта РЕТ. Полученные результаты предлагается использовать при определении требований к параметрам эксплуатации, как новых объектов, так и объектов старого парка.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** оптимизация параметров технического обслуживания, адаптивное техническое обслуживание.

#### ЛИТЕРАТУРА / LITERATURA

1. Forecasting reliability of complex technology objects. Parameters optimization of their technical exploitation: monograph / [eds.: S. Lenkov, I. Tolok, V. Tsitsarev, G. Zhyrov, E. Lenkov, Yu. Khlaponin, B. Borowik]. – Bielsko-Biala: Publishing house «BEL», 2018. – 253 p.
2. Жиров Г.Б. Алгоритми моделювання процесів технічного обслуговування за станом складних радіоелектронних об'єктів / Г. Б. Жиров, Е. С. Ленков // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2018. – №2(45). – С. 14–21. DOI: 10.15588/1607-3274-2018-2-2.
3. Жиров Г. Б. Аналіз математичних моделей технічного обслуговування складних технічних об'єктів / Г. Б. Жиров, Е. С. Ленков, І. В. Толок // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. – 2017. – Вип. 2(51). – С. 153–158.
4. Математична модель процесів витрачання та поповнення ресурсу у групування складних технічних об'єктів / [С. В. Ленков, О. В. Селюков, І. В. Толок і др.] // Наука і техніка Повітряних Сил ЗСУ. – 2018. – №. 2 (31). – С. 174–181.
5. Faddoul R. Maintenance optimization of series systems subject to reliability constraints / R. Faddoul, W. Raphael, A. Chateaufort // Reliability Engineering & System Safety. – 2018. – № 180. – P. 179–188. DOI: 10.1016/j.res.2018.07.016.
6. Optimization of the joint selective maintenance and repairperson assignment problem under imperfect maintenance / [A. Khatib, C. Diallo, U. Venkatadri, Z. Liu, E.-H. Aghezzi] // Computers & Industrial Engineering. – 2018. – № 125. – P. 413–422. DOI: 10.1016/j.cie.2018.09.012.
7. Maintenance policy optimisation for multi-component systems considering degradation of components and imperfect maintenance actions / [R. Martinod, O. Bistorin, F. Leonel et al.] // Computers & Industrial Engineering. – 2018. – P. 100–112. DOI: 10.1016/j.cie.2018.07.019.
8. Shayesteh E. Maintenance optimization of power systems with renewable energy sources integrated / E. Shayesteh, J. Yu, P. Hilber // Energy. – 2018. – №. 149. – P. 577–586. DOI: 10.1016/j.energy.2018.02.066.
9. Discrete maintenance optimization of complex multi-component systems / [Briš R., Byczanski P., Goňo R., Rusek S.] // Reliability Engineering & System Safety. – 2017. – №. 168. – P. 80–89. DOI: 10.1016/j.res.2017.04.008.
10. Bayesian failure-rate modeling and preventive maintenance optimization / [Dmitriy Belyi, Elmira Popova, David P. Morton, Paul Damien] // European Journal of Operational Research. – 2017. – № 262, Issue 3. – P. 1085–1093. DOI: 10.1016/j.ejor.2017.04.019.
11. Rawat M. Novel approach for machine tool maintenance modeling and optimization using fleet system architecture / M. Rawat, B. K. Lad // Computers & Industrial Engineering. – 2018. – № 126. – P. 47–62. DOI: 10.1016/j.cie.2018.09.006.
12. Phase-out maintenance optimization for an aircraft fleet / [O. Wijk, P. Andersson, J. Block, T. Righard] // International Journal of Production Economics. – 2017. – № 188. – P. 105–115. DOI: 10.1016/j.ijpe.2017.01.002.
13. Modeling for reliability optimization of system design and maintenance based on Markov chain theory / [Ye Yixin, I. E. Grossmann, J. M. Pinto, S. Ramaswamy] // Computers & Chemical Engineering. – 2019. – № 124. – P. 381–404. DOI: 10.1016/j.compchemeng.2019.02.016.
14. Моделювання динамічних процесів по часових рядах: монографія: / [В. М. Вартанян, Ю. О. Романенков, Д. С. Ревенко, і др.] – Х. : Нац. аерокосм. ун-т ім. М. С. Жуковського «Харьк. авіац. ін-т», 2012. – 266 с.
15. Rendon-Sanchez J. Structural combination of seasonal exponential smoothing forecasts applied to load forecasting / J. Rendon-Sanchez, L. Menezes // European Journal of Operational Research. – 2019. – Vol. 275, Issue 1. – P. 916–924. DOI: 10.1016/j.ejor.2018.12.013.
16. Ашурков И. С. Использование метода прямого перебора для оптимизации пространственной структуры многопозиционной радиолокационной системы [Электр. ресурс] / И. С. Ашурков, Н. А. Лешко, В. В. Какаев. – Режим доступа <http://trudymai.ru/published.php?ID=69752>.

## НЕЗАЛЕЖНІСТЬ АКСІОМАТИКИ БАГАТОЗНАЧНИХ ЗАЛЕЖНОСТЕЙ В РЕЛЯЦІЙНИХ (ТАБЛИЧНИХ) БАЗАХ ДАНИХ

**Пузікова А. В.** – канд. фіз-мат. наук, старший викладач кафедри інформатики та інформаційних технологій, Центральноукраїнський державний педагогічний університет імені Володимира Винниченка, Кропивницький, Україна.

### АНОТАЦІЯ

**Актуальність.** Складність розуміння концепції багатозначних залежностей (при викладенні теоретичних основ якої використовується аксіоматичний підхід) в реляційних (табличних) базах даних призводить до проблем їх моделювання, що, в свою чергу, може стати причиною порушення цілісності даних. Частковому вирішенню цих питань сприяє пошук мінімальних за кількістю та потужністю компонент аксіоматик багатозначних залежностей; звідси випливає необхідність встановлення еквівалентності розглядуваних аксіоматик та доведення незалежності їх складових.

Об'єктом дослідження є аксіоматики багатозначних залежностей. Метою роботи є встановлення еквівалентності двох аксіоматик багатозначних залежностей, одна з яких є зменшеною за кількістю та потужністю компонент, та доведення незалежності останньої.

**Метод.** При побудові доведень використовуються теоретико-множинні та логіко-алгебраїчні методи. Еквівалентність двох аксіоматик багатозначних залежностей встановлено класично: наведено відношення синтаксичного слідування і побудовано послідовності багатозначних залежностей, які є доведеннями правил кожної аксіоматики із складових іншої. Для побудови доведення незалежності аксіоматики запропоновані моделі реляційних схем, такі, що для аксіоми або правила, незалежність яких доводиться, не можна побудувати доведення з множини інших аксіом або правил.

**Результати.** Встановлено еквівалентність аксіоматики багатозначних залежностей, запропонованої групою вчених Бірі (Beeri), Фагіним (Fagin) і Говардом (Howard) і аксіоматики багатозначних залежностей Біскупа (Biskup). Доведено незалежність останньої аксіоматики у тому розумінні, що без втрати повноти не можна опустити ні єдину аксіому, ні жодне з правил виведення.

**Висновки.** Доведена незалежність аксіоматичної системи багатозначних залежностей Біскупа, яка має не більше за кількість та потужністю компонент ніж інші аксіоматики багатозначних залежностей; використання саме такої аксіоматики має переваги при розробці CASE-засобів (Computer-Aided Software Engineering tools), які містять реалізацію зведення схем реляційних баз даних до четвертої нормальної форми, а також при ручному проектуванні логічної моделі реляційної бази даних.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** реляційні бази даних, багатозначні залежності, аксіоматики, незалежність аксіоматики багатозначних залежностей.

### АБРЕВІАТУРИ

БД – база даних;  
БЗЗ – багатозначна залежність;  
ФЗ – функціональна залежність.

### НОМЕНКЛАТУРА

□ – кінець формулювання твердження, леми або теореми, доведення;  
■ – початок логічної частини доведення;  
▪ – кінець логічної частини доведення;  
 $A_1$  – аксіоматика БЗЗ, запропонована Бірі, Фагіним і Говардом;  
 $A_2$  – аксіоматика БЗЗ, запропонована Біскупом;  
 $A$  – атрибут відношення (таблиці);  
 $U, V, W, X, Y, Z$  – множини атрибутів;  
 $R$  – схема, множина атрибутів відношення (таблиці);  
 $t$  – таблиця, скінченна множина рядків схеми  $R$ ;  
 $s_1, s_2, s_3$  – рядки таблиці  $t$ ;  
 $X \rightarrow Y$  – ФЗ між множинами атрибутів  $X$  і  $Y$ ;  
 $X \twoheadrightarrow Y$  – БЗЗ між множинами атрибутів  $X$  і  $Y$ ;  
 $\vdash$  – відношення синтаксичного слідування;  
 $\phi, \phi_1, \phi_2$  – аксіома або правило виведення;

$U \mid X$  – обмеження (звуження) відношення  $U$  за множиною  $X$ ;  
 $G$  – множина БЗЗ;  
 $[G]_R$  – синтаксичне замикання множини БЗЗ  $G$  відносно схеми  $R$ ;  
 $[G] \vdash \text{tr}$  – синтаксичне замикання множини БЗЗ  $G$ , побудоване за допомогою  $R$ -аксіоми і правил поповнення;  
 $S_1, S_2$  – системи аксіом;  
 $T_1, T_2$  – множини термів.

### ВСТУП

Процес проектування логічної схеми реляційних (табличних) БД часто для забезпечення цілісності даних вимагає урахування наявності БЗЗ. Іншими словами, існування БЗЗ призводить до необхідності зведення схеми реляційної БД до четвертої нормальної форми [1]. На думку деяких розробників БД (наприклад, [2]) БЗЗ складно вивчати, досліджувати, моделювати та оброблювати. Існування зазначеної проблеми, зокрема, пояснює інтерес науковців до пошуку мінімальної за кількістю та потужністю компонент аксіоматики БЗЗ, про що свідчать, наприклад, сучасні

роботи, присвячені питанням аксіоматизації БЗЗ [3, 4]. В свою чергу, пошук таких аксіоматичних систем призводить до потреби встановлення еквівалентності вже відомих та нових аксіоматик БЗЗ та доведення незалежності їх складових.

**Об'єктом дослідження** є аксіоматики БЗЗ в реляційних (табличних) БД.

**Предметом дослідження** є еквівалентність та незалежність аксіоматик БЗЗ.

**Метою роботи** є встановлення еквівалентності аксіоматики БЗЗ, запропонованої вченими Бірі, Фагіним і Говардом, і аксіоматики БЗЗ Біскупа, а також побудова математичного доведення незалежності компонент останньої.

Дана робота є продовженням циклу робіт, у яких побудоване строге та повне доведення повноти аксіоматики БЗЗ [5], виконане у відповідності із стандартними вимогами до строгості математичних доведень, а також наведено критерій повноти аксіоматики БЗЗ [6].

## 1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

На таблиці  $t$  схеми  $R$  виконується БЗЗ  $X \rightarrow\rightarrow Y$ , якщо для двох довільних рядків  $s_1, s_2$  таблиці  $t$ , які збігаються на множині атрибутів  $X$ , існує рядок  $s_3 \in t$ , який дорівнює об'єднанню обмежень рядків  $s_1, s_2$  на множині атрибутів  $X \cup Y$  і  $R \setminus (X \cup Y)$  відповідно:

$$(X \rightarrow\rightarrow Y)(t) = \overset{def}{true} \Leftrightarrow \forall s_1, s_2 \in t (s_1 | X = s_2 | X \Rightarrow \Rightarrow \exists s_3 \in t (s_3 = s_1 | (X \cup Y) \cup s_2 | R \setminus (X \cup Y))) [7]. \square$$

Коректний та повний набір аксіом і правил виведення для аксіоматики БЗЗ, вперше запропонований вченими Бірі, Фагіним і Говардом, включає такі складові [8]:

1. Аксіома рефлексивності:  $\frac{\emptyset}{X \rightarrow\rightarrow Y}, Y \subseteq X$ .
2. Правило повноти:  $\frac{X \rightarrow\rightarrow Y}{X \rightarrow\rightarrow R \setminus Y}$ .
3. Правило поповнення:  $\frac{X \rightarrow\rightarrow Y}{X \cup U \rightarrow\rightarrow Y \cup V}$  для  $V \subseteq U$ .
4. Правило транзитивності:  $\frac{X \rightarrow\rightarrow Y, Y \rightarrow\rightarrow Z}{X \rightarrow\rightarrow Z \setminus Y}$ .

Наведену вище аксіоматичну систему позначимо як  $A_1$ .

Відповідно, запропонована Біскупом аксіоматична система БЗЗ складається з таких аксіом і правил виведення [9]:

1.  $R$ -аксіома:  $\frac{\emptyset}{\emptyset \rightarrow\rightarrow R}$ .

2. Правило поповнення:  $\frac{X \rightarrow\rightarrow Y}{X \cup U \rightarrow\rightarrow Y \cup V}$  для  $V \subseteq U$ .

3. Правило транзитивності:  $\frac{X \rightarrow\rightarrow Y, Y \rightarrow\rightarrow Z}{X \rightarrow\rightarrow Z \setminus Y}$ .

Позначимо цю аксіоматичну систему як  $A_2$ .

Задача полягає у встановленні еквівалентності аксіоматик  $A_1$  і  $A_2$ , та доведенні незалежності аксіоматики  $A_2$ , як такої, що має меншу кількість та потужність складових ніж аксіоматика  $A_1$ .

## 2 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

БЗЗ були досліджені у 1970-х роках Заніоло (Zaniolo) [10] та незалежно групою вчених Бірі, Фагіним і Говардом [8]. Ними ж була запропонована перша аксіоматика БЗЗ  $A_1$  і наведена схема доведення її повноти.

Обговорюючи незалежність аксіоматики  $A_1$ , Мендельзон (Mendelzon) вказав на надлишковість в ній правила поповнення, в той же час відмітивши особливу роль правила повноти, оскільки це єдине правило, в якому фігурує реляційна схема  $R$  відношення (таблиці) [11]. Вимога необхідності включення в аксіоматику БЗЗ правила повноти (або якоїсь з його версій) підкріплюється тим, що у самому означенні БЗЗ фігурує поняття реляційної схеми  $R$ . Таким чином, перша ненадлишкова (в тому сенсі, що без втрати повноти не можна опустити жодну з її складових) аксіоматична система для БЗЗ була запропонована Мендельзоном Ця аксіоматика складається з аксіом рефлексивності, правила повноти і правила транзитивності [11].

Взаємозв'язки між різними версіями правила повноти і іншими правилами виведення для БЗЗ були описані Біскупом у роботі [9]; зокрема, він запропонував замінити правило повноти на  $R$ -аксіому:

$$\frac{\emptyset}{\emptyset \rightarrow\rightarrow R},$$

яка зберігає залежність від реляційної схеми і при цьому дозволяє зменшити потужність аксіоматики БЗЗ шляхом видалення з неї аксіом рефлексивності. Але в роботі не приділяється достатньої уваги доведенню незалежності аксіоматичної системи.

Інші три аксіоматики БЗЗ, зменшені за потужністю компонент у порівнянні з аксіоматикою БЗЗ  $A_1$ , були розглянуті у роботі С. Хартманна (Hartmann) та ін. [3]. Згідно з [3] аксіоматики БЗЗ, які складаються з

1.  $R$ -аксіоми  $\frac{\emptyset}{\emptyset \rightarrow\rightarrow R}$ ,
2. аксіом приналежності  $\frac{\emptyset}{X \rightarrow\rightarrow A}, A \in X$ ,
3. правила транзитивності  $\frac{X \rightarrow\rightarrow Y, Y \rightarrow\rightarrow Z}{X \rightarrow\rightarrow Z \setminus Y}$

та одного з наведених нижче правил виведення:

- правила об'єднання:  $\frac{X \rightarrow Y, X \rightarrow Z}{X \rightarrow Y \cup Z}$ ,
- правила перетину:  $\frac{X \rightarrow Y, X \rightarrow Z}{X \rightarrow Y \cap Z}$ ,
- правила різниці:  $\frac{X \rightarrow Y, X \rightarrow Z}{X \rightarrow Z \setminus Y}$ ,

є коректними та повними.

Також в роботі [3] доведена незалежність кожної з зазначених вище аксіоматик БЗЗ.

### 3 МАТЕРІАЛИ ТА МЕТОДИ

Нагадаємо, що в наведеному вище записі  $R$ -аксіоми, або, іншими словами, бінарного відношення між порожньою множиною  $\emptyset$  і БЗЗ  $\emptyset \rightarrow R$ , множина  $\emptyset$  у верхній частині запису називається посилююю, а БЗЗ  $\emptyset \rightarrow R$  – висновком.

Наслідуючи традиції математичної логіки, згідно з [12] скажемо, що, аксіома або правило виведення  $\varphi$ , як висновок, синтаксично слідує з аксіоматичної системи  $A$  ( $A \vdash \varphi$ ), як посилки, якщо існує скінченна послідовність  $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ , така, що  $\varphi = \varphi_n$ , і кожна  $\varphi_i$  є або аксіома, або належить  $A$ , або є висновком за яким-небудь правилом виведення з попередніх у цій послідовності  $\varphi_j, \varphi_k$ ,  $j, k < i$ . Послідовність  $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$  називається доведенням.

Нехай задано дві аксіоматичні системи  $(S_1, T_1)$  і  $(S_2, T_2)$ , де  $S_1, S_2$  – системи аксіом, визначені відповідно через множини термів  $T_1$  і  $T_2$ . Системи аксіом  $(S_1, T_1)$  і  $(S_2, T_2)$  називаються еквівалентними тоді і тільки тоді, коли множина термів  $T_1$  може бути визначена через множину термів  $T_2$ , і множина аксіом  $S_1$  може бути доведена з множини аксіом  $S_2$ , і навпаки, множина термів  $T_2$  може бути визначена через множину термів  $T_1$ , і множина аксіом  $S_2$  може бути доведена з множини аксіом  $S_1$  [13].

**Лема 1.** Аксіоматики  $A_1$  і  $A_2$  є еквівалентними.  $\square$

Доведення. Очевидно, що множини термів для обох аксіоматик співпадають, тож залишається побудувати доведення складових (аксіом і правил виведення) аксіоматики  $A_2$  із складових аксіоматики  $A_1$  і навпаки.

■ Покажемо спочатку, що аксіоматика БЗЗ  $A_1$  містить такий набір аксіом та правил виведення, за допомогою якого можна побудувати доведення складових аксіоматики БЗЗ  $A_2$ .

Доведення правил поповнення і транзитивності аксіоматики БЗЗ  $A_2$  з аналогічних правил аксіоматики БЗЗ  $A_1$  є тривіальним.

Побудуємо доведення  $R$ -аксіоми з аксіоматики  $A_1$ :

1.  $\emptyset \rightarrow \emptyset$  (аксіома рефлексивності);
2.  $\emptyset \rightarrow R$  (з п. 1 за правилом повноти в результаті спрощення БЗЗ  $\emptyset \rightarrow R \setminus \emptyset$ ). ■

■ Покажемо тепер, що аксіоматика БЗЗ  $A_2$  містить такий набір аксіом та правил виведення, за допомогою якого можна побудувати доведення складових аксіоматики БЗЗ  $A_1$ .

Доведення правил поповнення і транзитивності аксіоматики БЗЗ  $A_1$  з аналогічних правил аксіоматики БЗЗ  $A_2$  є тривіальним.

Продемонструємо, що аксіома рефлексивності виводиться з  $R$ -аксіоми за допомогою правил поповнення і транзитивності. Для цього побудуємо доведення імплікації  $\emptyset \rightarrow R \Rightarrow X \rightarrow Y$ , для  $Y \subseteq X$ :

1.  $\emptyset \rightarrow R$  ( $R$ -аксіома);
2.  $R \rightarrow R$  (з п. 1 за правилом поповнення в результаті спрощення БЗЗ  $\emptyset \cup R \rightarrow R \cup R$ );
3.  $\emptyset \rightarrow \emptyset$  (за правилом транзитивності з п. 1 і п. 2 в результаті спрощення БЗЗ  $\emptyset \rightarrow R \setminus R$ );
4.  $X \rightarrow Y$  (з 3 за правилом поповнення в результаті спрощення БЗЗ  $\emptyset \cup X \rightarrow \emptyset \cup Y$ , де  $Y \subseteq X$ ). ■

Покажемо, що правило повноти аксіоматики БЗЗ  $A_1$  виводиться за допомогою  $R$ -аксіоми і правил поповнення та транзитивності аксіоматики БЗЗ  $A_2$ . Побудуємо доведення імплікації  $X \rightarrow Y \Rightarrow X \rightarrow R \setminus Y$ :

1.  $X \rightarrow Y$  (вихідна БЗЗ);
2.  $\emptyset \rightarrow R$  ( $R$ -аксіома);
3.  $Y \rightarrow R$  (з п. 2 за правилом поповнення в результаті спрощення БЗЗ  $\emptyset \cup Y \rightarrow \emptyset \cup R$ );
4.  $X \rightarrow R \setminus Y$  (за правилом транзитивності з п. 1 і п. 3). ■

Отже, кожен елемент множини аксіом і правил виведення  $A_1$  має доведення з аксіоматики БЗЗ  $A_2$ , і навпаки, кожен елемент множини аксіом і правил виведення  $A_2$  має доведення з аксіоматики БЗЗ  $A_1$ . Звідси випливає, що аксіоматики  $A_1$  і  $A_2$  є еквівалентними.  $\square$

Оскільки еквівалентні аксіоматики мають одні й ті ж самі властивості коректності і повноти, з того, що аксіоматика  $A_1$  є коректною та повною [5], випливає, що аксіоматика  $A_2$  також є коректною та повною.

Покажемо тепер, що аксіоматика БЗЗ  $A_2$  є незалежною.

**Лема 2.**  $R$ -аксіома є незалежною від правил виведення (поповнення і транзитивності) аксіоматики БЗЗ  $A_2$ .  $\square$

Доведення є тривіальним, оскільки інших аксіом в розглядуваній аксіоматиці БЗЗ немає.  $\square$

Нехай задана деяка множина БЗЗ  $G$ . Замиканням  $[G]_R$  називається множина БЗЗ, які синтаксично слідує з  $G$  відносно схеми  $R$ :

$$[G]_R \stackrel{def}{=} \{X \rightarrow Y \mid G \vdash_R X \rightarrow Y\} [6].$$

Для спрощення позначень далі параметр  $R$  явно вказувати не будемо.

**Лема 3.** Правила транзитивності є незалежними від  $R$ -аксіом і правил поповнення аксіоматики БЗЗ  $A_2$ . □

**Доведення.** Для доведення достатньо вказати множину БЗЗ  $G$ , для якої  $[G] \vdash_{tr} c \in [G] \vdash$ , де  $[G] \vdash_{tr}$  – замикання множини БЗЗ  $G$ , побудоване за допомогою  $R$ -аксіом і правил поповнення, а  $[G] \vdash$  – замикання множини БЗЗ  $G$  відносно  $R$ -аксіом і всіх правил виведення.

Зафіксуємо множини атрибутів  $X$  і  $Z$  такі, що  $X \neq \emptyset \wedge X \cap Z = \emptyset$ , і розглянемо множину БЗЗ  $G$ , яка задовольняє умовам  $\forall Y \subseteq R(X \rightarrow Y \in G \wedge \wedge Y \rightarrow Z \in G \Rightarrow X \rightarrow Z \notin G)$ . Покажемо, що БЗЗ  $X \rightarrow Z \notin G$  не може бути виведена лише із застосуванням  $R$ -аксіом та правил поповнення.

Оскільки  $X \neq \emptyset$ , то  $X \rightarrow Z \notin G$  не є  $R$ -аксіомою. ■

Припустимо, що БЗЗ  $X \rightarrow Z \notin G$  отримана з деякої БЗЗ  $W \rightarrow T$  за правилом поповнення, тобто існують такі множини атрибутів  $U \neq \emptyset$  і  $V \neq \emptyset$ , що  $V \subseteq U$ , причому  $W \cup U = X$  і  $T \cup V = Z$ . Тоді  $X \cap (Z \setminus Y) = (W \cup U) \cap (T \cup V) \supseteq V \neq \emptyset$ , що суперечить умові  $X \cap Z = \emptyset$ . Отримали протиріччя з припущенням, отже,  $[G] \vdash_{tr} c \in [G] \vdash$  і правило транзитивності є незалежним від  $R$ -аксіом і правил поповнення аксіоматики БЗЗ  $A_2$ . □

**Лема 4.** Правила поповнення є незалежними від  $R$ -аксіом і правил транзитивності аксіоматики БЗЗ  $A_2$ . □

**Доведення.** Зафіксуємо множину атрибутів  $X \subset R$  таку, що  $X \neq \emptyset$ , і розглянемо множину БЗЗ  $G = \{X \rightarrow Y \mid X \subset R \wedge X \neq \emptyset\}$ . Покажемо, що БЗЗ  $X \cup U \rightarrow Y \cup V$  для деяких множин атрибутів  $U, V \subseteq R$  таких, що  $U \setminus X \neq \emptyset$  і  $V \subseteq U$  не може бути виведена лише із застосуванням  $R$ -аксіом та правил транзитивності.

Оскільки  $X \neq \emptyset$ , то БЗЗ  $X \cup U \rightarrow Y \cup V$  не є  $R$ -аксіомою. ■

Також БЗЗ  $X \cup U \rightarrow Y \cup V$  не може належати множині БЗЗ  $G$ , оскільки  $X \cup U \neq X$  (нагадаємо, що  $U \setminus X \neq \emptyset$ ). ■

Припустимо, що БЗЗ  $X \cup U \rightarrow Y \cup V$  отримана за правилом транзитивності. Враховуючи, що при першому застосуванні правила транзитивності в силці можуть бути використані лише  $R$ -аксіома та БЗЗ з множини  $G$ , тобто такі БЗЗ, ліва частина яких є множиною  $X$ , маємо такі два випадки:

1.  $\{X \rightarrow \emptyset, \emptyset \rightarrow R\} \vdash X \rightarrow R$ ;
2.  $\{X \rightarrow X, X \rightarrow Y\} \vdash X \rightarrow Y \setminus X$ .

Тобто результатом застосування правила транзитивності знову є такі БЗЗ, ліва частина яких є множиною  $X$ .

Оскільки  $X \cup U \neq X$  для  $U \setminus X \neq \emptyset$ , отримали протиріччя з припущенням. Отже правило поповнення є незалежним від  $R$ -аксіом і правил транзитивності аксіоматики БЗЗ  $A_2$ . ■

**Теорема 1.** Аксіоматика БЗЗ  $A_2$  є незалежною. □

Доведення випливає безпосередньо з лем 2, 3 і 4. □

#### 4 ЕКСПЕРИМЕНТИ

Продемонструємо виконувальність леми 4 на класичному прикладі [14].

Нехай є реляційна схема  $R = \{\text{Компанія}, \text{Співробітник}, \text{Клієнт}\}$ , на якій задана множина БЗЗ  $G = \{\text{Компанія} \rightarrow \text{Співробітник}, \text{Компанія} \rightarrow \text{Клієнт}\}$ . Семантично це означає, що будь-який співробітник певної компанії може обслуговувати довільно обраного клієнта цієї компанії.

Множиною усіх БЗЗ, які можна довести з використанням лише  $R$ -аксіом і правила транзитивності, іншими словами, замиканням заданої множини БЗЗ  $G$ , побудованим без використання правила поповнення, є:

$$\{\emptyset \rightarrow \{\text{Компанія}, \text{Співробітник}, \text{Клієнт}\}, \\ \{\text{Компанія}\} \rightarrow \{\text{Співробітник}\}, \\ \{\text{Компанія}\} \rightarrow \{\text{Клієнт}\}\}.$$

Оскільки, наприклад, тривіальна БЗЗ  $\{\text{Компанія}, \text{Співробітник}\} \rightarrow \{\text{Співробітник}\}$  не належить побудованому вище замиканню множини БЗЗ  $G$ , стає очевидним, що побудувати її доведення не є можливим без застосування правила поповнення.

Продемонструємо тепер виконувальність леми 2.

Розглянемо реляційну схему  $R = \{A, B, C\}$ , на якій задана множина БЗЗ  $G = \{A \rightarrow B, A \rightarrow C\}$ .

Булеаном множини  $R$  є множина  $\{\emptyset, \{A\}, \{B\}, \{C\}, \{AB\}, \{AC\}, \{CB\}, \{ABC\}\}$ . Тоді усі БЗЗ, які можна довести з використанням лише правила поповнення, є БЗЗ виду  $X \rightarrow Y$ , де  $X \in \{\{A\}, \{AB\}, \{AC\}, \{ABC\}\}$ .

Очевидно, що при застосуванні до таких БЗЗ правила транзитивності отримаємо БЗЗ, ліва частина яких  $X$  також належить до множини  $\{\{A\}, \{AB\}, \{AC\}, \{ABC\}\}$ . Звідси маємо, що замикання множини БЗЗ, побудоване з використанням лише заданих в умові леми 2 правил поповнення та транзитивності, складається з таких БЗЗ виду  $X \rightarrow Y$ , для яких  $X \neq \emptyset$ .

Отже, для наведеної моделі реляційної схеми із заданою множиною БЗЗ довести  $R$ -аксіому використовуючи правила транзитивності і поповнення не є можливим.

Експериментальне підтвердження виконуваності леми 3 проводиться аналогічно шляхом побудови замикання множини БЗЗ з використанням лише заданих в умові леми 3  $R$ -аксіоми та правила поповнення.

## 5 РЕЗУЛЬТАТИ

Еквівалентність аксіоматики БЗЗ, наведеної вченими Бірі, Фагіним і Говардом, і аксіоматики БЗЗ Біскупа встановлено в лемі 1. Наслідком цього результату є коректність та повнота аксіоматики БЗЗ Біскупа, що впливає з доведення коректності та повноти аксіоматики БЗЗ Бірі, Фагіна і Говарда [5].

Головний результат про незалежність аксіоматики БЗЗ Біскупа представлено у теоремі 1, доведення якої впливає з наведених в лемах 2–4 інтерпретацій реляційних схем.

## 6 ОБГОВОРЕННЯ

Будь-яка з аксіоматик БЗЗ, розглянутих у роботах Біскупа [9] та Хартманна і ін. [3], в силу доведення незалежності їх компонент є показовою для використання розробниками схем реляційних БД.

Зауважимо, що розглянуті аксіоматичні системи містять аксіоми і правила виведення лише для БЗЗ, які є розширенням функціональних залежностей (ФЗ). Означення ФЗ наведено нижче.

Кажуть, що на таблиці  $t$  виконується ФЗ  $X \rightarrow Y$ , якщо для двох довільних рядків  $s_1, s_2$  таблиці  $t$ , які збігаються на множині атрибутів  $X$ , має місце їх рівність і на множині атрибутів  $Y$ :

$$(X \rightarrow Y)(t) = \overset{def}{true} \Leftrightarrow \forall s_1, s_2 \in t (s_1|X = s_2|X \Rightarrow s_1|Y = s_2|Y) [7].$$

Математичне доведення незалежності аксіоматики ФЗ Армстронга наведено в роботі [15].

Оскільки на довільній таблиці завжди можна задати як ФЗ, так і БЗЗ (наприклад, тривіальні), то для повної цілісної картини потрібно досліджувати незалежність аксіоматики ФЗ і БЗЗ, яка має спільні для цих залежностей правила виведення [6, 8]. Таким чином, наведені в даній роботі результати, строго кажучи, можна вважати проміжними.

## ВИСНОВКИ

У роботі встановлено еквівалентність аксіоматики БЗЗ вчених Бірі, Фагіна і Говарда та аксіоматики БЗЗ Біскупа (яка має не більше за кількістю та потужністю компонент, ніж інші аксіоматики багатозначних залежностей), а також доведена незалежність складових останньої.

**Наукова новизна** отриманих результатів полягає у тому, що наведене доведення незалежності аксіоматики БЗЗ, яке наслідує традиції встановлення незалежності аксіоматичних систем у математичній логіці, побудоване відповідно до стандартних вимог щодо строгості математичного доведення, і може заповнити одну з існуючих прогалів в математичному апараті нормалізації.

**Практична значимість** отриманих результатів. Оскільки аксіоматична система БЗЗ, запропонована Біскупом, є меншою за кількістю та потужністю компонент аксіоматикою БЗЗ порівняно з аксіоматикою Бірі, Фагіна і Говарда, еквівалентною до неї і незалежною (як було показано вище), то її використання є доцільним при розробці CASE-засобів, що містять реалізацію зведення схем реляційних БД до четвертої нормальної форми, а також при ручному проектуванні логічних моделей реляційних БД.

## ПОДЯКИ

Робота виконана на кафедрі інформатики та інформаційних технологій Центральноукраїнського державного педагогічного університету імені Володимира Винниченка в межах наукових досліджень, що проводяться кафедрою.

## ЛІТЕРАТУРА / ЛИТЕРАТУРА

1. Fagin R. Multivalued Dependencies and a New Normal Form for Relational Databases / R. Fagin // ACM Transactions on Database Systems. – 1977. – Vol. 2. – № 1. – P. 262-278. DOI: 10.1145/320557.320571
2. Moody D. Dealing with complexity: a practical method for representing large entity-relationship models, Ph.D. Thesis, Department of Information Systems, University of Melbourne, 2001.
3. Hartmann S. On a problem of Fagin concerning multivalued dependencies in relational databases / S. Hartmann, S. Link // Theoretical Computer Science. – 2006. – Vol. 353. – P. 53–62. DOI:10.1016/j.tcs.2005.08.036
4. Ferrarotti F. On the Role of the Complement Rule for Data Dependencies over Incomplete Relations / F. Ferrarotti, S. Hartmann, S. Link // Logic, Language, Information and Computation. Lecture Notes in Computer Science. – Springer-Verlag Berlin Heidelberg. – 2010. – Vol. 6188. – P. 136–147. DOI: 10.1007/978-3-642-13824-9\_12
5. Редько В. Н. Аксіоматика багатозначних залежностей табличних баз даних / В. Н. Редько, Д. Б. Буй, А. В. Пузикова // Доповіді НАН України. – 2015. – № 6. – С. 24–29.
6. Bui D. Axiomatics for Multivalued Dependencies in Table Databases: Correctness, Completeness, Completeness Criteria / D. Bui, A. Puzikova // Theory and Engineering of Complex Systems and Dependability. Series “Advances in Intelligent Systems and Computing”. – Springer International Publishing Switzerland. – 2015. – Vol. 365. – P. 45–55. DOI: 10.1007/978-3-319-19216-1\_5
7. Реляційні бази даних: табличні алгебри та SQL-подібні мови / В. Н. Редько, Ю. Й. Брона, Д. Б. Буй, С. А. Поляков. – Київ : «Академперіодика», 2001. – 198 с.
8. Beeri C. A complete axiomatization for functional and multivalued dependencies / C. Beeri, R. Fagin, J. Howard // Proceedings of the ACM-SIGMOD Conf. (Toronto, Canada, Aug. 3–5, 1977). – ACM : New York. – 1977. – P. 7–61. DOI: 10.1145/509404.509414
9. Biskup J. On the complementation rule for multivalued dependencies in database relations / J. Biskup // Acta Informatica. – 1978. – Vol. 10. – № 3. – P. 297–305. DOI: 10.1007/BF00264322



10. Zaniolo C. Analysis and design of relational schemata for database systems: Ph.D. dissertation, Tech. Rep. UCLA-Eng-7769, Dep. Computer Science, Univ. California at Los Angeles, July 1976.
11. Mendelzon A. O. On axiomatizing multivalued dependencies in relational databases / A. O. Mendelzon // ACM Transactions on Database Systems. –1979. – Vol. 26. – № 1. – P. 37–44. DOI: 10.1007/BF00264322
12. Линдон Р. Заметки по логике / Р. Линдон. – М. : Мир, 1968. – 128 с.
13. Sentilles D. A Bridge to Advanced Mathematics / D Sentilles. – Dover Publications, 2011. – 387 p.
14. Коннолли Т. Базы данных: проектирование, реализация и сопровождение. Теория и практика / Т. Коннолли, К. Бегг. – М. : «Вильямс», 2017. – 1440 с.
15. Буй Д. Б. Незалежність аксіоматики Армстронга та алгебра функціональних залежностей / Д. Б. Буй, А. В. Пузикова // Штучний інтелект. – 2015. – № 1–2. – С. 121–126.

Received 09.09.2019.  
Accepted 23.12.2019.

УДК 004.65

## НЕЗАВИСИМОСТЬ АКСИОМАТИКИ МНОГОЗНАЧНЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ В РЕЛЯЦИОННЫХ (ТАБЛИЧНЫХ) БАЗАХ ДАННЫХ

**Пузикова А.В.** – канд. физ.-мат. наук, старший преподаватель кафедры информатики и информационных технологий, Центральноукраинский государственный педагогический университет имени Владимира Винниченко, Кропивницкий, Украина.

### АННОТАЦИЯ

**Актуальность.** Сложность понимания концепции многозначных зависимостей (при изложении теоретических основ которых используется аксиоматический подход) в реляционных (табличных) базах данных приводит к проблемам их моделирования, что в свою очередь может стать причиной нарушения целостности данных. Частичному решению этих вопросов способствует поиск минимальных по количеству и мощности компонент аксиоматик многозначных зависимостей; отсюда возникает необходимость установления эквивалентности рассматриваемых аксиоматик и доказательства независимости их компонент.

Объектом исследования являются аксиоматики многозначных зависимостей. Цель работы – установить эквивалентность двух аксиоматик многозначных зависимостей, одна из которых является уменьшенной по количеству и мощности составляющих, и доказать независимость последней.

**Метод.** При построении доказательств используются теоретико-множественные и логико-алгебраические методы. Эквивалентность двух аксиоматик многозначных зависимостей установлена классически: рассмотрено отношение синтаксического следования и построены последовательности многозначных зависимостей, которые являются доказательствами правил каждой аксиоматики из составляющих другой. Для построения доказательства независимости аксиоматики предложены модели реляционных схем, такие, что для аксиомы или правила, независимость которых доказывается, нельзя построить доказательства из множества других аксиом или правил.

**Результаты.** Установлена эквивалентность аксиоматики многозначных зависимостей, предложенной группой ученых Бири (Beeri), Фагиным (Fagin) и Ховардом (Howard) и аксиоматики многозначных зависимостей Бискупа (Biskup). Доказана независимость последней аксиоматики в том смысле, что без потери полноты нельзя опустить ни единственную аксиому, ни одно из правил вывода.

**Выводы.** Доказана независимость аксиоматической системы многозначных зависимостей Бискупа, которая имеет не больше по количеству и мощности компонент, чем другие аксиоматики многозначных зависимостей. Использование именно такой аксиоматики имеет преимущества при разработке CASE-средств (Computer-Aided Software Engineering Tools), которые содержат реализацию приведения схем реляционных баз данных к четвертой нормальной форме, а также, при ручном проектировании логической модели реляционной базы данных.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** реляционные базы данных, многозначные зависимости, аксиоматики, независимость аксиоматики многозначных зависимостей.

UDC 004.65

## THE INDEPENDENCE OF THE AXIOMATIC SYSTEM OF MULTIVALUED DEPENDENCIES IN RELATION (TABLE) DATABASES

**Puzikova A. V.** – PhD, Senior lecturer of the department of computer science and information technology, Volodymyr Vynnychenko Central Ukrainian State Pedagogical University, Kropyvnytskyi, Ukraine.

### ABSTRACT

**Context.** The complexity of understanding the concept of multivalued dependencies (when setting out their theoretical foundations, an axiomatic approach is used) in relational (table) databases leads to problems of their modeling, which in turn can cause a violation of data integrity. A partial solution to these issues is facilitated by the search for equivalent axiomatic systems of multivalued dependencies that are minimal in terms of the number and power of their components. This, in turn, requires establishing the equivalence of these axiomatic systems and proving the independence of their elements.

The object of the study is the axiomatisations of multivalued dependencies. The purpose of the work is to establish the equivalence of two axiomatic systems of multivalued dependencies, one of which is minimal in terms of the number and power of components, and to prove the independence of specified axiomatisations.

**Method.** Set-theoretic and logical-algebraic methods are used in the construction of proofs. The equivalence of two axiomatic systems of multivalued dependencies is established classically: the relation of syntactic inference is considered and sequences of multivalued dependencies are constructed that are proofs of the rules of each axiomatics from the components of the other. To build proof of independence of the axiomatic system, models of relational schemes are proposed, such that for an axiom or rule whose independence is being proved, it is impossible to construct proof from set of other axioms or rules.

**Results.** Equivalence of the axiomatisation of multivalued dependencies proposed by a group of scientists Beerl, Fagin and Howard and the Biskup's axiomatisation of multivalued dependencies has been established. The independence of the Biskup's axiomatic system is proved in the sense that without loss of completeness it is impossible to remove neither the only axiom nor none of the inference rules.

**Conclusions.** The independence of the Biskup's axiomatisation of multivalued dependencies, which has no more in number and power of components than other axiomatic systems of multivalued dependencies, is proved. Using such axiomatic system has advantages in the development of CASE-tools (Computer-Aided Software Engineering Tools), which include the implementation of reducing the relational database schema to the fourth normal form, and also, when manually designing a logical model of a relational database.

**KEYWORDS:** relation databases, multivalued dependencies, axiomatisation of multivalued dependencies, independence of the axiomatic system of multivalued dependencies.

#### REFERENCES

1. Fagin R. Multivalued Dependencies and a New Normal Form for Relational Databases, *ACM Transactions on Database Systems*, 1977, Vol. 2, No. 1, pp. 262–278. DOI: 10.1145/320557.320571
2. Moody D. Dealing with complexity: a practical method for representing large entity-relationship models, Ph.D. Thesis, Department of Information Systems, University of Melbourne, 2001.
3. Hartmann S., Link S. On a problem of Fagin concerning multivalued dependencies in relational databases, *Theoretical Computer Science*, 2006, Vol. 353, pp. 53–62. DOI:10.1016/j.tcs.2005.08.036
4. Ferrarotti F., Hartmann S., Link S. On the Role of the Complement Rule for Data Dependencies over Incomplete Relations, *Logic, Language, Information and Computation. Lecture Notes in Computer Science*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010, Vol. 6188, pp. 136–147. DOI: 10.1007/978-3-642-13824-9\_12
5. Red'ko V. N., Bui D. B., Puzikova A. V. Aksiomyta bagatoznachnyh zalezhnostej tablychnykh baz danyh, *Dopovidy NAN Ukrainy*, 2015, No. 6, pp. 24–29.
6. Bui D., Puzikova A. Axiomatics for Multivalued Dependencies in Table Databases: Correctness, Completeness, Completeness Criteria, *Theory and Engineering of Complex Systems and Dependability. Series "Advances in Intelligent Systems and Computing"*. Springer International Publishing Switzerland, 2015, Vol. 365, pp. 45–55. DOI: 10.1007/978-3-319-19216-1\_5
7. Red'ko V. N., Brona Ju. J., Bui D. B., Poljakov S. A. Reljacionni bazy danyh: tablychni algebry ta SQL-podibni movy. Kyi'v, "Akademperiodyka", 2001, 198 p.
8. Beerl C., Fagin R., Howard J. A complete axiomatization for functional and multivalued dependencies, *Proceedings of the ACM-SIGMOD Conf.* (Toronto, Canada, Aug. 3–5, 1977). ACM: New York, 1977, pp. 47–61. DOI: 10.1145/509404.509414
9. Biskup J. On the complementation rule for multivalued dependencies in database relations, *Acta Informatica*, 1978, Vol. 10, No. 3, pp. 297–305. DOI: 10.1007/BF00264322
10. Zaniolo C. Analysis and design of relational schemata for database systems: Ph.D. dissertation, Tech. Rep. UCLA-Eng-7769, Dep. Computer Science, Univ. California at Los Angeles, July 1976.
11. Mendelzon A. O. On axiomatizing multivalued dependencies in relational databases, *ACM Transactions on Database Systems*, 1979, Vol. 26, No. 1, pp. 37–44. DOI: 10.1007/BF00264322
12. Lindon R. Zаметки по логике. Moscow, Mir, 1968, 128 p.
13. Sentilles D. A Bridge to Advanced Mathematics. Dover Publications, 2011, 387 p.
14. Connolly T., Begg C. Database systems. A practical approach to design, implementation and management. Addison-Wesley, 2004, 1424 p.
15. Bui D. B., Puzikova A. V. Nezalezhnist Aksiomyty Armstrongha ta Alhebra Funktsionalnykh Zalezhnostei, *Shtuchnyi Intelekt*, 2015, No. 1–2, pp. 121–126.

## SYNTHESIS METHOD OF TERNARY BENT-FUNCTIONS OF THREE VARIABLES

**Sokolov A. V.** – PhD, Senior Lecturer of the Department of Informatics and Control of Information Systems Protection, Odessa National Polytechnic University, Odessa, Ukraine.

### ABSTRACT

**Context.** Such perfect algebraic constructions of many-valued logic as ternary bent-functions and their truth tables which are called as 3-bent-sequences, are used very often in modern cryptographic algorithms, in particular, in pseudorandom sequence generators. However, today there are no methods for synthesizing the ternary bent-functions class for a number of variables greater than two, which significantly limits the ability to scale the number of protection levels of the pseudorandom sequence generators based on the ternary bent-functions. This circumstance generates the task of developing methods for the synthesis of ternary bent-functions, which is solved in this paper for the case of ternary bent-functions of three variables. The object of this research is the process of efficiency increasing of the cryptographic algorithms based on the functions of many-valued logic.

**Objective.** The purpose of the paper is to construct a method for the synthesis of the set of ternary bent-functions of three variables.

**Method.** The mathematical apparatus of the Reed-Muller transform (algebraic normal form) was used as the basis of the proposed constructive method for the synthesis of ternary bent-functions of three variables. So, on the basis of the established properties of the algebraic normal form of ternary bent-functions and limited enumeration, the search for ternary bent-functions up to affine terms is performed, after which we apply the procedure of reproduction.

**Results.** As a result of using of the proposed method for the synthesis of ternary bent-functions of three variables, 155844 3-bent-sequences were found up to an affine term, while the cardinality of the full set of found 3-bent-sequences is 12623364. The research performed made it possible to determine that in this set there are 3-bent-sequences of six different weight structures, on the basis of which 12 different triple sets can be compiled for use in pseudorandom sequence generators. A scheme for a cryptographically stable pseudorandom sequence generator based on the found set of 3-bent-sequences of length  $N = 27$  is proposed. It is shown that the protection levels number of such a generator of pseudorandom sequences is  $\Psi = 7.041 \cdot 10^{41}$  which is comparable with the protection levels number of modern block symmetric cryptographic algorithms, for example, AES-128.

**Conclusions.** The further development of modern cryptographic algorithms, in particular, cryptographically stable pseudorandom sequence generators, is largely based on the use of perfect algebraic constructions of many-valued logic. For the first time, a constructive method for the synthesis of ternary bent-functions of three variables is proposed. For the found set of ternary bent-functions, the distribution of weight structures is found, and the possible triple sets are established. Based on the constructed set of ternary bent-functions, a pseudorandom sequence generator scheme is proposed that has a protection levels number that is comparable with modern block symmetric cryptographic algorithms. We note that the constructed class of ternary bent-functions can also be used for the synthesis of cryptographically strong S-boxes, codes of constant amplitude, as well as error correction codes. As an actual area of further research, we can note the development of methods for the synthesis of ternary bent-functions of a larger number of variables.

**KEYWORDS:** cryptography, pseudorandom sequence generator, ternary logic, bent-function.

### ABBREVIATIONS

PRSG is a pseudorandom sequence generator;

LFSR is a linear feedback shift register;

FCSR is a feedback with carry shift register;

BF is a ternary bent-function;

ANF is an algebraic normal form.

### NOMENCLATURE

$N$  is a length of 3-bent-sequence;

$J_{full}$  is a cardinality of the full set of ternary sequences;

$V_{3L}$  is a Vilenkin-Chrestenson matrix of order  $3^L$ ,

where  $L \in \mathbb{N}$ ;

$\Omega_B(\omega)$  is a Vilenkin-Chrestenson transformants of the sequence  $B$ ;

$K^0, K^1, K^2$  is a amounts of symbols “0”, “1” and “2” correspondingly;

$\Phi$  is a polynomial of ANF;

$F = \{f_i\}$  is an arbitrary ternary sequence in the time domain, where  $i = 0, 1, \dots, N - 1$ ;

$A = \{a_i\}$  is an arbitrary ternary sequence in the Reed-Muller transformants domain, where  $i = 0, 1, \dots, N - 1$ ;

$L_N$  and  $L_N^{-1}$  are direct and inverse Reed-Muller transform matrices correspondingly;

$wt(T_i)$  is an algebraic degree of the corresponding ANF term  $T_i$ ;

$\deg(\Phi)$  is an algebraic degree of nonlinearity;

$|V_k|$  is a number of primitive irreducible polynomials of degree  $k$ ;

$\Psi$  is a number of protection levels.

### INTRODUCTION

The current stage of development of cryptographic methods of information protection is characterized by the introduction of cryptographically high-quality functions of many-valued logic [1]. At the same time, one of the most actual tasks is the development of ternary pseudorandom sequence generators (PRSG). Such generators are used in the tasks of quantum cryptography, and can also be used in implementations of cryptographic algorithms

based on many-valued logic functions on binary computers.

At present, the dynamically developing and applicable in practice is the construction of ternary PRSG [2], which is based on the use of LFSR or FCSR [3] and a special nonlinear element, which is most often used with perfect algebraic constructions such as 3-bent-functions. At the same time, the number of protection levels for the PRSG depends on the length of the 3-bent-function and on the cardinality of the set of available 3-bent-functions, which makes it necessary to develop methods for synthesizing large sets of ternary bent-functions.

At present, regular methods have been created for the synthesis of 3-bent-functions of two variables, nevertheless, there are no such methods for a larger number of variables, which significantly reduces the possibility of increasing the number of protection levels of PRSG based on ternary bent-functions.

**The object of research** is the process of improving the efficiency of cryptographic algorithms based on many-valued logic functions.

**The subject of research** is the methods for the synthesis of 3-bent-functions.

**The purpose of the work** is to construct a method for the synthesis of the set of ternary bent-functions of three variables.

### 1 PROBLEM STATEMENT

Let us consider the complete set of sequences of length  $N = 27$  over the alphabet

$$\{0, 1, 2\} \leftrightarrow \left\{ 1, e^{j\frac{2\pi}{3}}, e^{j\frac{4\pi}{3}} \right\},$$

which are the truth tables of

all possible 3-functions of  $k = 3$  variables. The cardinality of this set is equal to  $J_{full} = 3^{27} = 7\,625\,597\,484\,987$ .

The problem is to find in this set of sequences of length  $N = 27$  such a sequences that are truth tables of ternary bent-functions of three variables, i.e. possess a uniform absolute values of Vilenkin-Chrestenson transformants.

### 2 REVIEW OF THE LITERATURE

The current stage in the development of information technology is characterized by the widespread introduction of the mathematical apparatus of many-valued logic functions into correcting coding [4] and information compression algorithms [5], as well as in the signal processing [6].

The current stage is also characterized by a rapid development of methods of many-valued logic functions and their implementation in cryptography. In particular, the use of cryptographically strong ternary PRSG, which are proposed to be used to increase the cryptographic strength of quantum information protection protocols, is proposed in [7, 8]. The authors of [9] proposed a scheme of effective PRSG based on ternary bent-functions presented in Fig. 1.

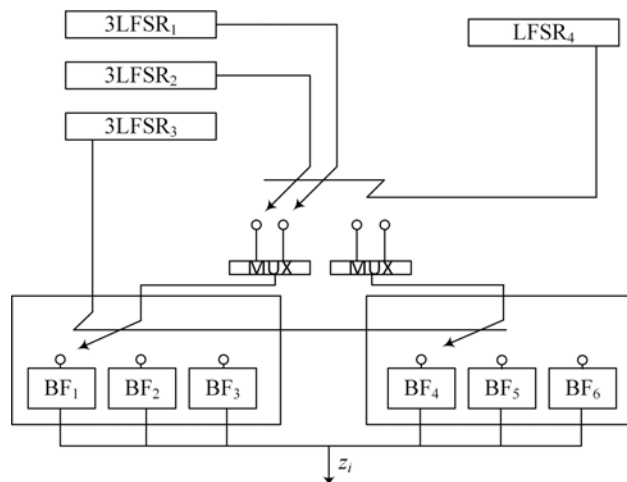


Figure 1 – Scheme of PRSG based on ternary bent-functions

The raw material for the operation of the scheme (Fig. 1) are such perfect algebraic constructions as ternary bent-functions that have a uniform absolute value of Vilenkin-Chrestenson transformants and, accordingly, the maximum possible value of nonlinearity.

The Vilenkin-Chrestenson spectrum of the discrete sequence above the alphabet

$0 \rightarrow e^{j0}, 1 \rightarrow e^{j\frac{2\pi}{3}}, 2 \rightarrow e^{j\frac{4\pi}{3}}$  is found by multiplying the column vector containing the samples of the signal by the complex conjugate transformation matrix  $\bar{V}$  [10].

In this case, the matrix of the Vilenkin-Chrestenson transform of order  $3^L$ ,  $L \in \mathbb{N}$  is constructed over the alphabet  $\{0, 1, 2\}$  using the recurrence formula [11], and then in order to perform the Vilenkin-Chrestenson transform it is translated into the exponential form, i.e. to the alphabet  $\{e^{j0}, e^{j\frac{2\pi}{3}}, e^{j\frac{4\pi}{3}}\}$ :

$$V_{3^L} = \begin{bmatrix} V_{3^{L-1}} & V_{3^{L-1}} & V_{3^{L-1}} \\ V_{3^{L-1}} & (V_{3^{L-1}} + 1) \bmod 3 & (V_{3^{L-1}} + 2) \bmod 3 \\ V_{3^{L-1}} & (V_{3^{L-1}} + 2) \bmod 3 & (V_{3^{L-1}} + 1) \bmod 3 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

where

$$V_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 2 \\ 0 & 2 & 1 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} e^{j0} & e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ e^{j0} & e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

A generalized definition of a ternary bent-function was given in [11], according to which the existence of bent-functions of the many-valued logic of an odd number of variables was confirmed.

**Definition 1.** For a Vilenkin-Chrestenson matrix of order  $N = q^k$ , where  $q$  is a prime, a bent-sequence  $B = [h_0, h_1, \dots, h_i, \dots, h_{N-1}]$  is a sequence over an alphabet

$$h_i \in \left\{ e^{\left\{ \frac{j \cdot 2\pi \cdot v}{q} \right\}} \right\}, v = 0, 1, \dots, q-1 \text{ if it has a uniform absolute}$$

values of Vilenkin-Chrestenson spectrum that can be represented in matrix form

$$|\Omega_B(\omega)| = |H \cdot \bar{V}_N| = \text{const}, \omega = \overline{0, N-1}, \quad (3)$$

where  $V_N$  is the Vilenkin-Chrestenson matrix of order  $N$

$$\text{over the alphabet } h_i \in \left\{ e^{\left\{ \frac{j \cdot 2\pi \cdot v}{q} \right\}} \right\}, v = 0, 1, \dots, q-1.$$

Currently, methods for the synthesis of 3-bent-sequences of two variables are known [12]. The research of the structure of this class of bent-sequences of cardinality  $J = 486$  allowed to establish their possible weight structures, depending on which they are classified into 6 classes:

$$\left[ \begin{array}{l} \{1, 4, 4\} (54); \\ \{4, 1, 4\} (54); \\ \{4, 4, 1\} (54); \end{array} \right] \left[ \begin{array}{l} \{5, 2, 2\} (108); \\ \{2, 5, 2\} (108); \\ \{2, 2, 5\} (108); \end{array} \right] \quad (4)$$

where the numbers in curly brackets show, respectively, the number of characters “0”, “1” and “2” in the 3-bent-sequence, and the numbers in parentheses indicate the number of 3-bent-sequences with the indicated structure.

In [9], it was established that, from the point of view of constructing an PRSG, the triple sets of 3-bent-sequences possess the best properties.

**Definition 2.** A set of three bent-sequences  $B_1, B_2, B_3$  in the Vilenkin-Chrestenson basis is called a triple set if the concatenation of their truth tables in symbolic form is balanced, i.e. the number of characters “0” is equal to the number of characters “1” and is equal to the number of characters “2”, i.e.  $K^0 = K^1 = K^2$ .

Thus, the 3-bent-sequences from (4) determine two triple sets

$$\left[ \begin{array}{l} \{ \{1, 4, 4\}, \{4, 1, 4\}, \{4, 4, 1\} \}, \\ \{ \{5, 2, 2\}, \{2, 5, 2\}, \{2, 2, 5\} \}. \end{array} \right] \quad (5)$$

Currently, in the literature there are no methods for the synthesis of 3-bent-sequences of three variables, and accordingly, their weight structures remain unknown, which makes it impossible to construct specific PRSG schemes based on 3-bent-sequences of length  $N = 27$ .

### 3 MATERIALS AND METHODS

The use of the exhaustive method for the synthesis of 3-bent-sequences, as it was done in [9], is ineffective for 3-bent-sequences of length  $N = 27$ , since the solution of

this problem will be coupled with enumeration of the set of all ternary sequences of length  $N = 27$ , which consists of  $J_{full} = 3^{27} = 7625597484987$  elements. At the same time, practice shows that the construction of purely regular methods for the synthesis of 3-bent-sequences is also difficult due to the complexity and unpredictability of this class of perfect algebraic constructions.

Nevertheless, the performed researches show that the synthesis of 3-bent-sequences of length  $N = 27$  can be performed in the Reed-Muller transformants domain, i.e. in algebraic normal form (ANF) [13].

**Definition 3.** An algebraic normal form of a  $q$ -function is a polynomial  $\Phi$  over  $Z_q$  of a degree  $\text{deg}(\Phi) < q$  with coefficients  $a_i \in \{0, 1, \dots, q-1\}$ , containing the operations “Sum modulo  $q$ ” and “Multiplication modulo  $q$ ”.

On the basis of Definition 3 the definition of affine functions, which play a key role in cryptography is introduced.

**Definition 4.** Ternary functions whose ANF polynomial has degree  $\text{deg}(\Phi) \leq 1$  are called as affine.

Thus, each ternary sequence  $F = \{f_i\}$  is uniquely associated with the corresponding sequence of ANF coefficients  $A = \{a_i\}$ . Moreover, it was established in [3] that the transition to the Reed-Muller transformants domain and vice versa can be performed in matrix form:

$$A = F \cdot L_N, \quad F = A \cdot L_N^{-1}, \quad (6)$$

where  $L_k^{-1}$  is the matrix of the inverse Reed-Muller transform, which is constructed in accordance with [13];  $L_k$  is the Reed-Muller transform matrix.

For the length of the original sequence  $N = 27$  the inverse Reed-Muller transform matrix has the form:

$$L_{27}^{-1} = \begin{bmatrix} 100000000000000000000000 \\ 111000000000000000000000 \\ 121000000000000000000000 \\ 100100100000000000000000 \\ 111111110000000000000000 \\ 121121121000000000000000 \\ 100200100000000000000000 \\ 111222111000000000000000 \\ 121212121000000000000000 \\ 100000001000000010000000 \\ 111000001110000011100000 \\ 121000001210000012100000 \\ 100100100100100100100100 \\ 111111111111111111111111 \\ 121121121121121121121121 \\ 100200100100200100100200100 \\ 1112221111122211111222111 \\ 121212121121212121212121 \\ 100000002000000010000000 \\ 111000002220000011100000 \\ 121000002120000012100000 \\ 100100100200200200100100100 \\ 1111111122222222111111111 \\ 1211211212122122121212121 \\ 100200100200100200100200100 \\ 111222111222111222111222111 \\ 1212121212121212121212121 \end{bmatrix}, \quad (7)$$



Table 1 – Correspondence of terms and coefficients of 3-function ANF

$a_i$	$T_i$	Marks	$a_i$	$T_i$	Marks
$a_{000}$	—	$\alpha$	$a_{112}$	$x_1x_2x_3^2$	*
$a_{001}$	$x_3$	$\alpha$	$a_{120}$	$x_1x_2^2$	*
$a_{002}$	$x_3^2$	*	$a_{121}$	$x_1x_2^2x_3$	*
$a_{010}$	$x_2$	$\alpha$	$a_{122}$	$x_1x_2^2x_3^2$	X
$a_{011}$	$x_2x_3$	*	$a_{200}$	$x_1^2$	*
$a_{012}$	$x_2x_3^2$	*	$a_{201}$	$x_1^2x_3$	*
$a_{020}$	$x_2^2$	*	$a_{202}$	$x_1^2x_3^2$	*
$a_{021}$	$x_2^2x_3$	*	$a_{210}$	$x_1^2x_2$	*
$a_{022}$	$x_2^2x_3^2$	*	$a_{211}$	$x_1^2x_2x_3$	*
$a_{100}$	$x_1$	$\alpha$	$a_{212}$	$x_1^2x_2x_3^2$	X
$a_{101}$	$x_1x_3$	*	$a_{220}$	$x_1^2x_2^2$	*
$a_{102}$	$x_1x_3^2$	*	$a_{221}$	$x_1^2x_2^2x_3$	X
$a_{110}$	$x_1x_2$	*	$a_{222}$	$x_1^2x_2^2x_3^2$	X
$a_{111}$	$x_1x_2x_3$	*	—	—	—

Substituting the next specific values over the alphabet  $\{0,1,2\}$  instead of the symbols “\*”, and substituting instead of the symbols “ $\alpha$ ” and “x” the values 0, we obtain a specific ternary sequence in the Reed-Muller transformants domain. This sequence, by multiplying by the matrix of the inverse Reed-Muller transform  $L_{27}^{-1}$ , is transferred to the time domain, obtaining the candidate sequence  $F$ .

Step 2. We find the absolute values of the spectral coefficients of the Vilenkin-Chrestenson transform of the sequence  $F$  and check it for the compliance with the conditions of Definition 1. If it is a 3-bent-sequence, we save the corresponding sequence  $A$ , otherwise we discard it.

Step 3. If the end of the search is not reached among all possible sequences  $A$ , we go to Step 1, otherwise the search is completed.

Step 4. For each 3-bent-sequence found, we release 4 positions marked by the symbol “ $\alpha$ ”, i.e. the positions corresponding to affine terms. Substituting into them all possible values from the alphabet  $\{0,1,2\}$  we obtain, on the basis of each 3-bent-sequence, a set of  $3^4 = 81$  3-bent-sequences.

Note that since in Table 1 there are 19 values marked with the symbol “\*”, the total number of ternary sequences that must be enumerated in the proposed algorithm is  $3^{19} = 1162261467$  instead of  $J_{full} = 3^{27} = 7625597484987$  in the case of complete enumeration, which is in 6561 times less.

## 5 RESULTS

Performing Steps 1,...,3 of the developed algorithm allowed us to find 155844 3-bent-sequences of length  $N = 27$  up to affine terms.

As an example, we can give one of the found 3-bent-sequences in the form of its ANF

$$B_1 = x_2^2x_3^2 + x_1x_2x_3^2 + x_1x_2^2x_3x_1^2x_3^2 + x_1^2x_2x_3 + x_1^2x_2^2, \quad (15)$$

as well as a sequence in time domain

$$B_1 = [000011011011102122011122120]. \quad (16)$$

Note that among the found 3-bent-sequences there are 468 3-bent-sequences with an algebraic degree  $\deg\{B\} = 2$ , 3744 3-bent-sequences with an algebraic degree  $\deg\{B\} = 3$  and 151632 3-bent-sequences with an algebraic degree  $\deg\{B\} = 4$ .

Accordingly, based on the obtained set of 3-bent-sequences, by applying Step 4 of the proposed algorithm, it is possible to synthesize a set of 3-bent-sequences with cardinality  $155844 \cdot 3^4 = 12623364$ .

A research of the found class of 3-bent-sequences of length  $N = 27$  allowed us to establish that they can be classified according to the 6 possible weight structure types

$$\left[ \begin{array}{l} \{12,9,6\} (2103894); \\ \{9,6,12\} (2103894); \\ \{6,12,9\} (2103894); \end{array} \right] \left[ \begin{array}{l} \{9,12,6\} (2103894); \\ \{12,6,9\} (2103894); \\ \{6,9,12\} (2103894); \end{array} \right] \quad (17)$$

where, similar to (4), the numbers in curly brackets show, respectively, the number of characters “0”, “1” and “2” in the 3-bent-sequence, and the numbers in parentheses indicate the number of 3-bent-sequences with the indicated structure.

Based on 3-bent-sequences of weight structures (17), 12 possible triple sets can be constructed

$$\left[ \begin{array}{l} \{\{6,9,12\}, \{9,12,6\}, \{12,6,9\}\}; \\ \{\{6,9,12\}, \{12,6,9\}, \{9,12,6\}\}; \\ \{\{6,12,9\}, \{9,6,12\}, \{12,9,6\}\}; \\ \{\{6,12,9\}, \{12,9,6\}, \{9,6,12\}\}; \\ \{\{9,6,12\}, \{6,12,9\}, \{12,9,6\}\}; \\ \{\{9,6,12\}, \{12,9,6\}, \{6,12,9\}\}; \\ \{\{9,12,6\}, \{6,9,12\}, \{12,6,9\}\}; \\ \{\{9,12,6\}, \{12,6,9\}, \{6,9,12\}\}; \\ \{\{12,6,9\}, \{6,9,12\}, \{9,12,6\}\}; \\ \{\{12,6,9\}, \{9,12,6\}, \{6,9,12\}\}; \\ \{\{12,9,6\}, \{6,12,9\}, \{9,6,12\}\}; \\ \{\{12,9,6\}, \{9,6,12\}, \{6,12,9\}\}. \end{array} \right] \quad (18)$$

## 6 DISCUSSION

The obtained set of 3-bent-sequences of length  $N = 27$  is valuable not only from the point of view of the theory of synthesis of perfect algebraic constructions, but also can serve as a basis for constructing effective PRSG according to a scheme similar to Fig. 1. In view of the use of 3-bent-sequences of greater length, even the use of one possible triple set can provide a significant level of cryptographic stability. The PRSG scheme based on 3-bent-sequences of length  $N = 27$  is shown on Fig. 2.

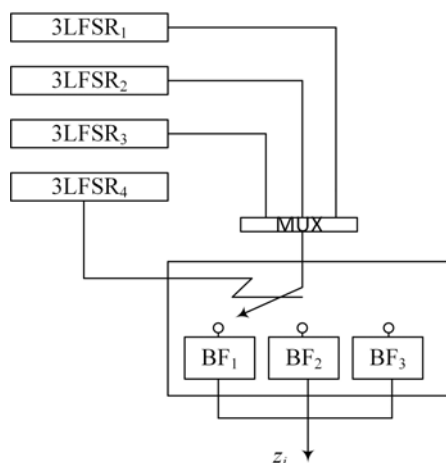


Figure 2 – PRSG scheme based on 3-bent-sequences of length  $N = 27$  from one triple set

Let us determine the number of protection levels of the developed PRSG. For example, let the polynomials of the following mutually simple degrees to be chosen to construct the corresponding 3LFSR

$$\begin{cases} \deg\{f_1\} = 9; \\ \deg\{f_2\} = 8; \\ \deg\{f_3\} = 7; \\ \deg\{f_4\} = 5. \end{cases} \quad (19)$$

The number of primitive irreducible polynomials of degree  $k = 9$  is  $|V_9| = 1008$ , of degree  $k = 8$  is  $|V_8| = 320$ , of degree  $k = 7$  is  $|V_7| = 156$  and of degree  $k = 5$  is  $|V_5| = 22$  [14].

The initial state of 3LFSR<sub>1</sub> can be selected by  $3^9 - 1 = 19682$  different ways, 3LFSR<sub>2</sub> by  $3^8 - 1 = 6560$  ways, 3LFSR<sub>3</sub> by  $3^7 - 1 = 2186$  ways and 3LFSR<sub>4</sub> by  $3^5 - 1 = 242$  ways.

Moreover, the 3-bent-sequences themselves in the triple set can be selected by  $2103894^3$  ways. Thus, the number of protection levels of the constructed PRSG is defined as

$$\Psi = 1008 \cdot 320 \cdot 156 \cdot 22 \cdot 19682 \cdot 6560 \times 2186 \cdot 242 \cdot 2103894^3 = 7.041 \cdot 10^{41}, \quad (20)$$

which is a significant value, and exceeds the number of protection levels of such a modern block symmetric cryptographic algorithm as AES-128 [15] and many other modern block symmetric chippers [16].

## CONCLUSIONS

The scientific novelty lies in the fact that a method for the synthesis of 3-bent-sequences in the Reed-Muller transformants domain was developed. Using the developed method, a class of 3-bent-sequences of length  $N = 27$  and cardinality  $J = 12623364$  was constructed.

For the found class of 3-bent-sequences, six possible weight structures and 12 possible triple sets were discovered.

The practical significance consists in the fact that the synthesized class of 3-bent-sequences of length  $N = 27$  was proposed to be used to construct the scheme of the ternary cryptographically strong PRSG. At the same time, the estimated number of protection levels of the constructed PRSG is  $\Psi = 7.041 \cdot 10^{41}$ , which is comparable with the number of protection levels of modern block symmetric cryptographic algorithms.

As a further area of research, it is worth to note the development of methods for the synthesis of 3-bent-sequences of longer lengths, as well as research of perfect algebraic constructions with larger values of  $q$ .

## REFERENCES

1. Sokolov A. V., Zhdanov O. N. Prospects for the Application of Many-Valued Logic Functions in Cryptography, *Theory and Applications of Fuzzy Systems and Soft Computing: International Conference, 18–20 January 2018: proceedings*. Kiev, 2018, pp. 331–339.
2. Ali Md. A., Ali E., Habib Md. A. et al. Pseudo Random Ternary Sequence and Its Autocorrelation Property Over Finite Field, *Computer Network and Information Security*, 2017, No. 9, pp. 54–63.
3. Epstain G. Multiple-valued logic design: an introduction. Boca Raton, CRC Press, 1993, 370 p.
4. Zhenxian F., Ying L. Ternary Error Correcting Codes, *Chinese Science Abstracts Series A*, 1995, P. 54.
5. Falkowski B. J., Olejnicka B. T. Multiple-valued and spectral approach to lossless compression of binary, gray scale and color biomedical images, *Multiple-Valued Logic: 32nd IEEE International Symposium, 15–18 May 2002: proceedings*. Boston, 2002, pp. 136–142.
6. Falkowski B. J., Yan S. Application of Sign Hadamard-Haar Transform in Ternary Communication System, *International Journal of Electronics*, 1995, Vol. 79(5), pp. 551–559.
7. Gnatyuk S. O., Zhmurko T. O., Kinzeravy V. M. et al. Method of trit pseudorandom sequences generating for quantum cryptography systems, *Ukrainian Scientific Journal of Information Security*, 2015, Vol. 21, No. 2, P. 140–147.
8. Gnatyuk S. O., Zhmurko T. O., Kinzeravy V.M. et al. Method for quality evaluation of trit pseudorandom sequence to cryptographic applications, *Information Technology and Security*, 2015, Vol. 3, No. 2(5), pp. 108–116.
9. Sokolov A. V., Zhdanov O. N., Barabanov N. A. Pseudo-random key sequence generator based on triple sets of bent-



- functions, *Problems of physics, mathematics and technics*, 2016, No. 1(26), pp. 85–91.
10. Trachtman A. M., Trachtman V. A. Fundamentals of the theory of discrete signals on finite intervals. Moscow, Sov. radio, 1975, 208 p.
11. Zhdanov O. N., Sokolov A. V. A synthesis method of basic ternary bent-squares based on the triad shift operator, *System analysis and applied information science*, 2017, No. 1, pp. 77–85.
12. Sokolov A. V., Zhdanov O. N. Regular synthesis method of a complete class of ternary bent-sequences and their nonlinear properties, *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*, 2016, Vol. 8, No. 9, pp. 39–43.
13. Stankovic R. S., Astola J. T., Moraga C. Representation of Multiple-Valued Logic Functions, Morgan & Claypool Publishers, Synthesis lectures on digital circuits and systems, 2012, 153 p.
14. Burlekamp E. Algebraic Theory of Coding. Singapore, World Scientific Publishing Co, 2015, 501 p.
15. FIPS 197. Advanced encryption standard [Electronic resource], 2001, Access mode: <http://csrc.nist.gov/publications/>
16. Schneier B. Applied Cryptography. 2-nd edition. New York, John Wiley & Sons, 1996, 758 p.

Received 19.08.2019.  
Accepted 03.12.2019.

УДК 004.622.612

### МЕТОД СИНТЕЗУ ТРИЙКОВИХ БЕНТ-ФУНКЦІЙ ТРЬОХ ЗМІННИХ

**Соколов А.В.** – канд. техн. наук, старший викладач кафедри інформатики та управління захистом інформаційних систем, Одеський національний політехнічний університет, м. Одеса, Україна.

#### АНОТАЦІЯ

**Актуальність.** Останнім часом все частіше в сучасних криптографічних алгоритмах, зокрема, в генераторах псевдовипадкових послідовностей використовуються такі досконалі алгебраїчні конструкції багатозначної логіки, як трійкові бент-функції і їх таблиці істинності – 3-бент-последовательности. Проте, сьогодні не існує методів синтезу класу трійкових бент-функцій для числа змінних більше двох, що істотно обмежує можливості масштабування числа рівнів захисту зазначених генераторів псевдовипадкових послідовностей. Дана обставина робить актуальним завдання розробки методів синтезу трійкових бент-функцій, яка вирішена в даній роботі для випадку трійкових бент-функцій трьох змінних. Об'єктом даного дослідження є процеси підвищення ефективності криптоалгоритмів на основі функцій багатозначної логіки.

**Мета.** Мета статті – побудувати метод синтезу множини трійкових бент-функцій трьох змінних.

**Метод.** В якості основи запропонованого конструктивного методу синтезу трійкових бент-функцій трьох змінних використано математичний апарат перетворення Ріда-Маллера (алгебраїчної нормальної форми). Так, на основі встановлених властивостей алгебраїчної нормальної форми трійкових бент-функцій і обмеженого перебору спочатку виконується пошук трійкових бент-функцій з точністю до афінних термів, після чого відбувається їх розмноження.

**Результати.** В результаті використання запропонованого методу синтезу трійкових бент-функцій трьох змінних знайдено 155844 бент-функції з точністю до афінного терма, в той час як потужність повної множини знайдених 3-бент-последовательностей складає 12623364. Проведені дослідження дозволили визначити, що в даній множині є 3-бент-последовательности шести різних вагових структур, на основі яких можуть бути складені 12 різних троїстих наборів для використання в генераторах псевдовипадкових послідовностей. Запропоновано схему криптографічно стійкого генератора псевдовипадкових послідовностей на основі знайденої множини 3-бент-последовательностей довжини  $N = 27$ . Показано, що число рівнів захисту такого генератора псевдовипадкових послідовностей складає  $\Psi = 7.041 \cdot 10^{41}$ , що можна порівняти з числом рівнів захисту сучасних блокових симетричних криптоалгоритмів, наприклад, AES-128.

**Висновки.** Подальший розвиток сучасних криптографічних алгоритмів, зокрема, криптографічно стійких генераторів псевдовипадкових послідовностей, багато в чому ґрунтується на застосуванні досконалих алгебраїчних конструкцій багатозначної логіки. В роботі вперше запропоновано конструктивний метод синтезу трійкових бент-функцій трьох змінних. Для знайденої множини трійкових бент-функцій встановлено розподіл вагових структур, а також виявлено можливі троїсті набори. На основі побудованої множини трійкових бент-функцій запропонована схема генератора псевдовипадкових послідовностей, який володіє числом рівнів захисту, яке можна порівняти з сучасними блоковими симетричними криптоалгоритмами. Відзначимо, що побудований клас трійкових бент-функцій також може бути застосований для синтезу криптографічно стійких S-блоків, кодів постійної амплітуди, а також коректуючих кодів. В якості актуального напрямку продовження проведених досліджень можна виділити побудову методів синтезу трійкових бент-функцій більшого числа змінних.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** криптографія, генератор псевдовипадкових послідовностей, тризначна логіка, бент-функція.

УДК 004.622.612

### МЕТОД СИНТЕЗА ТРОИЧНЫХ БЕНТ-ФУНКЦИЙ ТРЕХ ПЕРЕМЕННЫХ

**Соколов А.В.** – канд. техн. наук, старший преподаватель кафедры информатики и управления защитой информационных систем, Одесский национальный политехнический университет, г. Одесса, Украина.

#### АННОТАЦИЯ

**Актуальность.** В последнее время все чаще в современных криптографических алгоритмах, в частности, в генераторах псевдослучайных последовательностей, используются такие совершенные алгебраические конструкции многозначной логики, как троичные бент-функции и их таблицы истинности – 3-бент-последовательности. Тем не менее, сегодня не существует методов синтеза класса бент-функций для числа переменных более двух, что существенно ограничивает возможности по масштабированию числа уровней защиты указанных генераторов псевдослучайных последовательностей. Данное обстоя-

© Sokolov A. V., 2020  
DOI 10.15588/1607-3274-2020-1-9

тельство делает актуальной задачу разработки методов синтеза троичных бент-функций, которая решена в данной работе для случая троичных бент-функций трех переменных. Объектом данного исследования являются процессы повышения эффективности криптоалгоритмов на основе функций многозначной логики.

**Цель.** Цель статьи – построить метод синтеза множества троичных бент-функций трех переменных.

**Метод.** В качестве основы предложенного конструктивного метода синтеза троичных бент-функций трех переменных использован математический аппарат преобразования Риды-Маллера (алгебраической нормальной формы). Так, на основе установленных свойств алгебраической нормальной формы троичных бент-функций и ограниченного перебора сначала выполняется поиск троичных бент-функций с точностью до аффинных термов, после чего происходит их размножение.

**Результаты.** В результате использования предложенного метода синтеза троичных бент-функций трех переменных найдено 155844 троичных бент-функций с точностью до аффинного терма, в то время как мощность полного множества найденных 3-бент-последовательностей составляет 12623364. Проведенные исследования позволили определить, что в данном множестве имеются 3-бент-последовательности шести различных весовых структур, на основе которых могут быть составлены 12 различных тройственных наборов для использования в генераторах псевдослучайных последовательностей. Предложена схема криптографически стойкого генератора псевдослучайных последовательностей на основе найденного множества 3-бент-последовательностей длины  $N = 27$ . Показано, что число уровней защиты такого генератора псевдослучайных последовательностей составляет  $\Psi = 7.041 \cdot 10^{41}$ , что соизмеримо с числом уровней защиты современных блочных симметричных криптоалгоритмов, например, AES-128.

**Выводы.** Дальнейшее развитие современных криптографических алгоритмов, в частности, криптографически стойких генераторов псевдослучайных последовательностей во многом основывается на применении совершенных алгебраических конструкций многозначной логики. В работе впервые предложен конструктивный метод синтеза троичных бент-функций трех переменных. Для найденного множества троичных бент-функций установлено распределение весовых структур, а также определены возможные тройственные наборы. На основе построенного множества троичных бент-функций предложена схема генератора псевдослучайных последовательностей, который обладает числом уровней защиты соизмеримым с современными блочными симметричными криптоалгоритмами. Отметим, что построенный класс троичных бент-функций также может быть применен для синтеза криптографически стойких S-блоков, кодов постоянной амплитуды, а также корректирующих кодов. В качестве актуального направления проведенных исследований можно выделить построение методов синтеза троичных бент-функций большего числа переменных.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** криптография, генератор псевдослучайных последовательностей, троичная логика, бент-функция.

#### ЛІТЕРАТУРА / LITERATURA

1. Sokolov A.V. Prospects for the Application of Many-Valued Logic Functions in Cryptography / A. V. Sokolov, O. N. Zhdanov // Theory and Applications of Fuzzy Systems and Soft Computing : International Conference, 18–20 January 2018 : proceedings. – Kiev, 2018. – P. 331–339.
2. Pseudo Random Ternary Sequence and Its Autocorrelation Property Over Finite Field / [Md. A. Ali, E. Ali, Md. A. Habib et al.] // Computer Network and Information Security. – 2017. – No. 9. – P. 54–63.
3. Epstain G. Multiple-valued logic design: an introduction / G. Epstain. – Boca Raton : CRC Press, 1993. – 370 p.
4. Zhenxian F. Ternary Error Correcting Codes / F. Zhenxian, L. Ying // Chinese Science Abstracts Series A. – 1995. – P. 54.
5. Falkowski B.J. Multiple-valued and spectral approach to lossless compression of binary, gray scale and color biomedical images / B. J. Falkowski, B. T. Olejnicka // Multiple-Valued Logic : 32nd IEEE International Symposium, 15–18 May 2002 : proceedings. – Boston, 2002. – P. 136–142.
6. Falkowski B. J. Application of Sign Hadamard-Haar Transform in Ternary Communication System / B. J. Falkowski, S. Yan // International Journal of Electronics. – 1995. – Vol. 79(5). – P. 551–559.
7. Метод генерування тритових псевдовипадкових послідовностей для систем квантової криптографії / [С. О. Гнатюк, Т. О. Жмурко, В. М. Кінзерявий та ін.] // Безпека інформації. – 2015. – Т. 21, № 2. – С. 140–147.
8. Метод оцінювання якості трійкових псевдовипадкових послідовностей для криптографічних застосувань / [С. О. Гнатюк, Т. О. Жмурко, В. М. Кінзерявий та ін.] // Information Technology and Security. – 2015. – Т. 3, № 2(5). – С. 108–116.
9. Соколов А.В. Генератор псевдослучайных ключевых последовательностей на основе тройственных наборов бент-функций / А. В. Соколов, О. Н. Жданов, Н. А. Барабанов // Проблемы физики, математики и техники. – 2016. – №1(26). – С. 85–91.
10. Трахтман А. М. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах / А. М. Трахтман, В. А. Трахтман. – М. : Сов. радио, 1975. – 208 с.
11. Жданов О. Н. Метод синтеза базовых троичных бент-квадратов на основе оператора триадного сдвига / О. Н. Жданов, А. В. Соколов // Системный анализ и прикладная информатика. – 2017. – № 1. – С. 77–85.
12. Sokolov A. V. Regular synthesis method of a complete class of ternary bent-sequences and their nonlinear properties / A. V. Sokolov, O. N. Zhdanov // Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering. – 2016. – Vol. 8, No. 9. – P. 39–43.
13. Stankovic R. S. Representation of Multiple-Valued Logic Functions / R. S. Stankovic, J. T. Astola, C. Moraga. – Morgan & Claypool Publishers, Synthesis lectures on digital circuits and systems, 2012. – 153 p.
14. Burlekamp E. Algebraic Theory of Coding / E. Burlekamp. – Singapore : World Scientific Publishing Co, 2015. – 501 p.
15. FIPS 197. Advanced encryption standard [Electronic resource]. – 2001. – Access mode: <http://csrc.nist.gov/publications/>
16. Schneier B. Applied Cryptography. 2-nd edition / B. Schneier. – New York : John Wiley & Sons, 1996. – 758 p.

## АНАЛИЗ СИСТЕМЫ $H_2/E_2/1$ И ЕЕ АНАЛОГА СО СДВИНУТЫМИ ВХОДНЫМИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯМИ

**Тарасов В. Н.** – д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой программного обеспечения и управления в технических системах Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, Россия.

### АННОТАЦИЯ

**Актуальность.** В теории массового обслуживания исследования систем  $G/G/1$  актуальны в связи с тем, что нельзя получить решения для времени ожидания в конечном виде в общем случае при произвольных законах распределений входного потока и времени обслуживания. Поэтому важны исследования таких систем для частных случаев входных распределений. Рассмотрена задача вывода решения для среднего времени ожидания в очереди в замкнутой форме для пары систем с обычными и со сдвинутыми гиперэкспоненциальными и эрланговскими входными распределениями.

**Цель работы.** Получение решения для основной характеристики систем – среднего времени ожидания требований в очереди для двух систем массового обслуживания типа  $G/G/1$  с обычными и со сдвинутыми гиперэкспоненциальными и эрланговскими входными распределениями.

**Метод.** Для решения поставленной задачи использован классический метод спектрального разложения решения интегрального уравнения Линдли. Данный метод позволяет получить решение для среднего времени ожидания для рассматриваемых систем в замкнутой форме. Метод спектрального разложения решения интегрального уравнения Линдли играет важную роль в теории систем  $G/G/1$ . Для практического применения полученных результатов использован известный метод моментов теории вероятностей.

**Результаты.** Впервые получены спектральные разложения решения интегрального уравнения Линдли для двойственной пары систем, с помощью которых выведены расчетные выражения для среднего времени ожидания в очереди в замкнутой форме.

**Выводы.** Получены спектральные разложения решения интегрального уравнения Линдли для рассматриваемых систем и с их помощью выведены расчетные выражения для среднего времени ожидания в очереди для этих систем в замкнутой форме. Показано, что в системах с запаздыванием во времени среднее время ожидания меньше, чем в обычных системах. Полученные расчетные выражения для времени ожидания расширяют и дополняют известную формулу теории массового обслуживания для среднего времени ожидания для систем  $G/G/1$  с произвольными законами распределений входного потока и времени обслуживания. Такой подход позволяет рассчитать среднее время ожидания для указанных систем в математических пакетах для широкого диапазона изменения параметров трафика. Все остальные характеристики систем являются производными от времени ожидания.

Кроме среднего времени ожидания, такой подход дает возможность определить и моменты высших порядков времени ожидания. Учитывая тот факт, что вариация задержки пакетов (джиттер) в телекоммуникациях определяется как разброс времени ожидания от его среднего значения, то джиттер можно будет определить через дисперсию времени ожидания.

Полученные результаты публикуются впервые.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** гиперэкспоненциальное и эрланговское распределения, преобразование Лапласа, среднее время ожидания в очереди.

### СОКРАЩЕНИЯ

ИУЛ – интегральное уравнение Линдли;  
СМО – система массового обслуживания;  
ФРВ – функция распределения вероятностей.

### НОМЕНКЛАТУРА

$a(t)$  – функция плотности распределения интервалов между поступлениями требований;  
 $A^*(s)$  – преобразование Лапласа функции  $a(t)$ ;  
 $b(t)$  – функция плотности распределения времени обслуживания;  
 $B^*(s)$  – преобразование Лапласа функции  $b(t)$ ;  
 $c_\lambda$  – коэффициент вариации интервалов поступлений требований;  
 $c_\mu$  – коэффициент вариации времени обслуживания;  
 $E_2$  – распределение Эрланга второго порядка;  
 $E_2^-$  – сдвинутое распределение Эрланга второго порядка;  
 $G$  – произвольный закон распределения;

$H_2$  – гиперэкспоненциальное распределение второго порядка;  
 $H_2^-$  – сдвинутое гиперэкспоненциальное распределение второго порядка;  
 $M$  – экспоненциальный закон распределения;  
 $M^-$  – сдвинутый экспоненциальный закон распределения;  
 $\bar{W}$  – среднее время ожидания в очереди;  
 $W^*(s)$  – преобразование Лапласа функции плотности времени ожидания;  
 $z$  – любое число из интервала  $(-1, 1)$ ;  
 $\lambda_1$  – первый параметр гиперэкспоненциального распределения входного потока;  
 $\lambda_2$  – второй параметр гиперэкспоненциального распределения входного потока;  
 $\mu$  – параметр распределения Эрланга времени обслуживания;  
 $\rho$  – коэффициент загрузки системы;  
 $\bar{c}_\lambda$  – средний интервал между поступлениями требований;

$\bar{\tau}_\lambda^2$  – второй начальный момент интервала между поступлениями требований;

$\bar{\tau}_\mu$  – среднее время обслуживания;

$\bar{\tau}_\mu^2$  – второй начальный момент времени обслуживания;

$\Phi_+(s)$  – преобразование Лапласа ФРВ времени ожидания;

$\Psi_+(s)$  – первая компонента спектрального разложения;

$\Psi_-(s)$  – вторая компонента спектрального разложения.

## ВВЕДЕНИЕ

Настоящая статья посвящена анализу СМО  $H_2/E_2/1$  с обычными и со сдвинутыми вправо от нулевой точки гиперэкспоненциальными ( $H_2$ ) и эрланговскими ( $E_2$ ) входными распределениями. В работе [1] впервые приведены результаты по исследованию системы  $M/M/1$  с запаздыванием во времени со сдвинутыми экспоненциальными входными распределениями, полученные классическим методом спектрального разложения решения интегрального уравнения Линдли (ИУЛ) [3]. Сдвиг экспоненциальных распределений вправо от нулевой точки трансформирует классическую систему  $M/M/1$  в систему  $G/G/1$ .

В работе [1] показано, что среднее время ожидания требования в очереди в системе  $M/M/1$  с запаздыванием во времени меньше, чем в классической системе  $M/M/1$  при одинаковом коэффициенте загрузки за счет того, что коэффициенты вариации времен поступления  $c_\lambda$  и обслуживания  $c_\mu$  становятся меньше единицы при параметре запаздывания  $t_0 > 0$ . Результаты работы [1] совместно с [2, 7–9] позволяют также развить метод спектрального разложения решения (ИУЛ) на систему  $H_2/E_2/1$ . В результате этого будем иметь новую СМО  $H_2/E_2/1$  с запаздыванием во времени, которую обозначим  $H_2^-/E_2^-/1$  в отличие от обычной системы. Подробности применения метода спектрального разложения решения (ИУЛ) для систем с гиперэкспоненциальными и экспоненциальными входными распределениями можно увидеть в работе автора [7].

Рассматриваемые СМО с обычными и сдвинутыми входными распределениями относятся к типу  $G/G/1$ .

В теории массового обслуживания исследование систем  $G/G/1$  актуальны в связи с тем, что они активно используются в современной теории телетрафика, к тому же нельзя получить решения для таких систем в конечном виде для общего случая. Проблему можно было бы решить с помощью законов распределения Вейбулла или Гамма наиболее общего вида, которые обеспечивают диапазон изменения коэффициентов вариаций от 0 до  $\infty$  в зависимости от величины их параметров. Оказывается, что преобразование Лапласа функции плотности распределения Вейбулла не может быть выражено в элементарных функциях.

Преобразование Лапласа функции плотности гамма распределения включает параметры этого закона в показатели степени:

$$F(s) = \frac{\beta^{-\alpha}}{\Gamma(\alpha)} \int_0^{+\infty} e^{-st} t^{\alpha-1} e^{-t/\beta} dt = \frac{\beta^{-\alpha}}{\Gamma(\alpha)} \left( \frac{\beta}{\beta s + 1} \right)^{\alpha-1} \Gamma(\alpha) = \frac{1}{\beta(\beta s + 1)^{\alpha-1}}.$$

Это означает, что решение для главной характеристики среднего времени ожидания в системе надо будет определять для каждой конкретной пары параметров  $\alpha$  и  $\beta$  этого закона распределения, что не имеет смысла. Таким образом, оба упомянутых закона распределения как наиболее общие, не могут быть использованы в теории массового обслуживания. Тем самым, среднее время ожидания в системе  $G/G/1$  в общем случае на основании этих законов распределений не может быть определено. Поэтому остается использовать другие частные законы распределений.

В исследовании систем  $G/G/1$  важную роль играет метод спектрального разложения решения ИУЛ и большинство результатов в теории массового обслуживания получены именно с помощью данного метода.

**Объектом исследования** является СМО типа  $G/G/1$ .

**Предметом исследования** является среднее время ожидания в системах  $H_2/E_2/1$ ,  $H_2^-/E_2^-/1$ .

**Целью работы** является получение решения в замкнутой форме для основной характеристики системы – среднего времени ожидания требований в очереди для вышеперечисленных СМО.

## 1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В работе ставится задача нахождения решения для времени ожидания требований в очереди в СМО  $H_2/E_2/1$ ,  $H_2^-/E_2^-/1$ . При использовании метода спектрального разложения решения ИУЛ будем придерживаться подхода и символики автора классики теории массового обслуживания [2]. Нам необходимо найти закон распределения случайной величины – времени ожидания в системе через спектральное разложение вида:  $A^*(-s) \cdot B^*(s) - 1 = \Psi_+(s) / \Psi_-(s)$ , где  $\Psi_+(s)$  и  $\Psi_-(s)$  некоторые рациональные функции от  $s$ , которые возможно разложить на множители. Функции  $\Psi_+(s)$  и  $\Psi_-(s)$  должны удовлетворять следующим условиям согласно [2]:

- для  $\text{Re}(s) > 0$  функция  $\Psi_+(s)$  является аналитической без нулей в этой полуплоскости;
- для  $\text{Re}(s) < D$  функция  $\Psi_-(s)$  является аналитической без нулей в этой полуплоскости, где  $D$  – некоторая положительная константа, определяемая из условия:  $\lim_{t \rightarrow \infty} a(t) / e^{-Dt} < \infty$ .

Кроме того, функции  $\psi_+(s)$  и  $\psi_-(s)$  должны удовлетворять следующим условиям:

$$\lim_{|s| \rightarrow \infty, \operatorname{Re}(s) > 0} \frac{\psi_+(s)}{s} = 1; \quad \lim_{|s| \rightarrow \infty, \operatorname{Re}(s) < D} \frac{\psi_-(s)}{s} = -1. \quad (2)$$

Для решения поставленной задачи необходимо вначале построить для указанных систем спектральные разложения вида  $A^*(-s) \cdot B^*(s) - 1 = \psi_+(s) / \psi_-(s)$  с учетом условий (1), (2) в каждом случае.

## 2 ЛИТЕРАТУРНЫЙ ОБЗОР

Метод спектрального разложения решения интегрального уравнения Линдли впервые подробно представлен в классике теории массового обслуживания [2], а впоследствии применялся во многих работах, включая [3,4]. Аналогичный подход к решению ИУЛ использован в [5]. Здесь вместо термина «спектральное разложение» использована факторизация, а вместо функций  $\psi_+(s)$  и  $\psi_-(s)$  – компоненты факторизации  $\omega_+(z, t)$  и  $\omega_-(z, t)$  функции  $1 - z \cdot \chi(t)$ .

Такой подход для получения конечных результатов для рассматриваемых систем менее удобен, чем подход, описанный в [2] и проиллюстрированный для лучшего понимания многочисленными примерами.

В работе [6] впервые представлены результаты анализа СМО со сдвинутыми экспоненциальными распределениями.

Практическое применение метода спектрального разложения решения ИУЛ для исследования систем с гиперэкспоненциальными и экспоненциальными входными распределениями показано в работах [6–9]. В то же время, научной литературе, включая web-ресурсы, автору не удалось обнаружить результаты по времени ожидания для СМО с экспоненциальными и гиперэкспоненциальными входными распределениями 2-го порядка общего вида.

Аппроксимативные методы относительно законов распределений подробно описаны в работах [11–13], а похожие исследования в теории массового обслуживания в последнее время проведены в [14–17]

## 3. МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ

Для системы  $H_2/E_2/1$  законы распределения интервалов входного потока и времени обслуживания задаются функциями плотности вида:

$$a(t) = p\lambda_1 e^{-\lambda_1 t} + (1-p)\lambda_2 e^{-\lambda_2 t}, \quad (3)$$

$$b(t) = 4\mu^2 t e^{-2\mu t}. \quad (4)$$

Запишем преобразования Лапласа функций (3) и (4):

$$A^*(s) = p \frac{\lambda_1}{s + \lambda_1} + (1-p) \frac{\lambda_2}{s + \lambda_2}, \quad B^*(s) = \left( \frac{2\mu}{2\mu + s} \right)^2.$$

Тогда выражение для спектрального разложения решения ИУЛ для системы  $H_2/E_2/1$  примет вид:

$$\frac{\psi_+(s)}{\psi_-(s)} = \left[ p \frac{\lambda_1}{\lambda_1 - s} + (1-p) \frac{\lambda_2}{\lambda_2 - s} \right] \times \left( \frac{2\mu}{2\mu + s} \right)^2 - 1 = \frac{-s(s + s_1)(s + s_2)(s - s_3)}{(\lambda_1 - s)(\lambda_2 - s)(2\mu + s)^2},$$

т.к. многочлен 4-й степени в числителе этого выражения можно представить в виде разложения  $-s(s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0)$  с коэффициентами  $c_2 = 4\mu - \lambda_1 - \lambda_2$ ,  $c_1 = 4\mu(\mu - \lambda_1 - \lambda_2) + \lambda_1 \lambda_2$ ,  $c_0 = 4\mu[\lambda_1 \lambda_2 + \mu(\lambda_1 p - \lambda_1 - \lambda_2 p)]$ . В свою очередь кубический многочлен  $s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0$  с такими коэффициентами в стационарном режиме функционирования СМО при  $\rho = \bar{\tau}_\mu / \bar{\tau}_\lambda < 1$  имеет два действительных отрицательных корня  $-s_1, -s_2$  и один положительный корень  $s_3$ .

Окончательно

$$\frac{\psi_+(s)}{\psi_-(s)} = \frac{-s(s + s_1)(s + s_2)(s - s_3)}{(\lambda_1 - s)(\lambda_2 - s)(2\mu + s)^2}. \quad (5)$$

Поэтому с учетом условий (1), (2) за функцию  $\psi_+(s)$  примем

$$\psi_+(s) = s(s + s_1)(s + s_2) / (s + 2\mu)^2,$$

т.к. нули кубического многочлена  $s = 0, s = -s_1, s = -s_2$  и полюс  $s = -2\mu$  лежат в области  $\operatorname{Re}(s) \leq 0$ , а за функцию

$$\psi_-(s) = -(\lambda_1 - s)(\lambda_2 - s) / (s - s_3).$$

Теперь выполнение условий (1) и (2) для построенных функций  $\psi_+(s)$  и  $\psi_-(s)$  очевидно. Это подтверждает и рисунок, где отображены нули и полюсы отношения  $\psi_+(s) / \psi_-(s)$  на комплексной  $s$  – плоскости для исключения ошибок построения спектрального разложения. На рис. 1 полюсы отмечены крестиками, а нули – кружками.

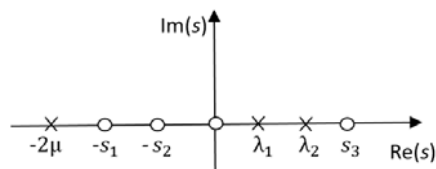


Рисунок 1– Нули и полюсы функции  $\psi_+(s) / \psi_-(s)$  для системы  $H_2/E_2/1$

Далее по методике спектрального разложения найдем константу  $K$ :

$$K = \lim_{|s| \rightarrow 0} \frac{\psi_+(s)}{s} = \lim_{|s| \rightarrow 0} \frac{(s + s_1)(s + s_2)}{(s + 2\mu)^2} = \frac{s_1 s_2}{4\mu^2}.$$

Построим функцию  $\Phi_+(s) = K / \psi_+(s)$ , через которую найдем преобразование Лапласа функции плотности времени ожидания:

$$W^*(s) = s \cdot \Phi_+(s) = \frac{s_1 s_2 (s + 2\mu)^2}{4\mu^2 (s + s_1)(s + s_2)}.$$

Окончательно

$$W^*(s) = \frac{s_1 s_2 (s + 2\mu)^2}{4\mu^2 (s + s_1)(s + s_2)}. \quad (6)$$

Производная от функции  $W^*(s)$  со знаком минус в т.  $s = 0$  и даст среднее время ожидания:

$$\begin{aligned} -\frac{dW^*(s)}{ds} \Big|_{s=0} &= -\frac{d}{ds} \left[ \frac{s_1 s_2 (s + 2\mu)^2}{4\mu^2 (s + s_1)(s + s_2)} \right] \Big|_{s=0} = \\ &= \frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_2} - \frac{1}{\mu}. \end{aligned}$$

Тогда среднее время ожидания для системы  $H_2/E_2/1$  будет равно:

$$\bar{W} = \frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_2} - \frac{1}{\mu}, \quad (7)$$

где  $s_1, s_2$  абсолютные значения отрицательных корней  $-s_1$  и  $-s_2$  кубического многочлена  $s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0$  с приведенными выше коэффициентами. Таким образом, среднее время для системы  $H_2/E_2/1$  однозначно определено в виде замкнутой формы (7).

Такой подход к использованию метода спектрального разложения позволяет определить не только среднее время ожидания из (6), но и моменты высших порядков времени ожидания. Вторая производная от функции (6) при  $s = 0$  дает второй начальный момент времени ожидания. С учетом определения вариации задержки – джиттера в телекоммуникациях как разброс времени ожидания от его среднего значения [10], тем самым получим возможность определения джиттера через дисперсию времени ожидания.

Для практического применения расчетного выражения (7) необходимо определить числовые характеристики распределений (3)  $H_2$  и (4)  $E_2$ . Для этого воспользуемся свойством преобразования Лапласа воспроизведения моментов и запишем начальные моменты до третьего порядка для распределения (3):

$$\bar{\tau}_\lambda = \frac{p}{\lambda_1} + \frac{(1-p)}{\lambda_2}, \quad \bar{\tau}_\lambda^2 = \frac{2p}{\lambda_1^2} + \frac{2(1-p)}{\lambda_2^2}, \quad \bar{\tau}_\lambda^3 = \frac{6p}{\lambda_1^3} + \frac{6(1-p)}{\lambda_2^3}. \quad (8)$$

При аппроксимации с использованием первых двух моментов неизвестные параметры распределения (3)  $\lambda_1, \lambda_2, p$  определяются с помощью следующих выражений [6]:

$$\lambda_1 = 2p / \bar{\tau}_\lambda, \quad \lambda_2 = 2(1-p) / \bar{\tau}_\lambda,$$

$$p = \frac{1}{2} [1 \pm \sqrt{(c_\lambda^2 - 1) / (c_\lambda^2 + 1)}]. \quad (2)$$

Отсюда следует, что коэффициент вариации  $c_\lambda \geq 1$ . При аппроксимации с использованием первых трех моментов для нахождения параметров распределения (3) необходимо в пакете Mathcad решить систему трех уравнений (8), полученных методом моментов. При этом необходимым и достаточным условием существования решения является выполнение условия:  $\bar{\tau}_\lambda^3 \cdot \bar{\tau}_\lambda \geq 1,5 \bar{\tau}_\lambda^2$  [11].

Для распределения (4) имеем:

$$\bar{\tau}_\mu = \frac{1}{\mu}, \quad \bar{\tau}_\mu^2 = \frac{3}{2\mu^2}, \quad c_\mu = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Таким образом, гиперэкспоненциальный закон распределения второго порядка может определяться полностью двумя первыми моментами и перекрывать весь диапазон изменения коэффициента вариации  $(1, \infty)$ . Величины  $\bar{\tau}_\lambda, \bar{\tau}_\mu, c_\lambda, c_\mu = 1/\sqrt{2}$  будем считать входными параметрами для расчета среднего времени ожидания для системы  $H_2/E_2/1$  с использованием выражения (7). Тогда алгоритм расчета сведется к последовательному определению параметров распределения (3) из выражений (9) и к нахождению нужных корней многочлена  $s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0$  с приведенными выше коэффициентами, а затем к использованию расчетного выражения (7).

Теперь рассмотрим систему  $H_2/E_2/1$  с запаздыванием. Такую систему мы уже обозначили выше как  $H_2^-/E_2^-/1$ . Для нее потоки описываются следующими функциями плотности:

$$a(t) = \begin{cases} p\lambda_1 e^{-\lambda_1(t-t_0)} + (1-p)\lambda_2 e^{-\lambda_2(t-t_0)}, & t > t_0, \\ 0, & 0 \leq t \leq t_0, \end{cases} \quad (10)$$

$$b(t) = \begin{cases} 4\mu^2 (t-t_0) e^{-2\mu(t-t_0)}, & t > t_0, \\ 0, & 0 \leq t \leq t_0. \end{cases} \quad (11)$$

Утверждение. Спектральное разложение решения ИУЛ для системы  $H_2^-/E_2^-/1$   $A^*(-s) * B^*(s) - 1 = \psi_+(s) / \psi_-(s)$  имеет точно такой же вид (5), что и для системы  $H_2/E_2/1$ .

Доказательство. Преобразование Лапласа функций (10) и (11) имеют вид:

$$A^*(s) = [p \frac{\lambda_1}{s + \lambda_1} + (1-p) \frac{\lambda_2}{s + \lambda_2}] \cdot e^{-t_0 s},$$

$$B^*(s) = \left( \frac{2\mu}{2\mu + s} \right)^2 e^{-t_0 s}.$$

Тогда

$$A^*(-s) \times B^*(s) - 1 = \left[ p \frac{\lambda_1}{\lambda_1 - s} + (1-p) \frac{\lambda_2}{\lambda_2 - s} \right] \cdot e^{t_0 s} \times$$

$$\times \left( \frac{2\mu}{2\mu + s} \right)^2 e^{-t_0 s} - 1 =$$

$$= \left[ p \frac{\lambda_1}{\lambda_1 - s} + (1-p) \frac{\lambda_2}{\lambda_2 - s} \right] \times \left( \frac{2\mu}{2\mu + s} \right)^2 - 1.$$

Показатели степени у экспонент в спектральном разложении обнуляются и таким образом операция сдвига во времени нивелируются. Спектральные разложения решения ИУЛ для обеих систем совпадают и имеют вид (5). Утверждение 1 доказано.

Следовательно, все проведенные выше выкладки для системы  $H_2/E_2/1$  справедливы и для системы  $H_2^-/E_2^-/1$ . Таким образом, для системы  $H_2^-/E_2^-/1$  можно воспользоваться полученными выше результатами для системы  $H_2/E_2/1$ , но с измененными числовыми характеристиками сдвинутых распределений (10) и (11).

Определим числовые характеристики сдвинутых распределений  $H_2^-$  (10) и  $E_2^-$  (11). Для их определения воспользуемся свойством преобразования Лапласа функции плотности воспроизводить моменты:

$$-\frac{dA^*(s)}{ds} \Big|_{s=0} = -\frac{d}{ds} \left\{ \left[ p \frac{\lambda_1}{s + \lambda_1} + (1-p) \frac{\lambda_2}{s + \lambda_2} \right] e^{-t_0 s} \right\} \Big|_{s=0} =$$

$$= p\lambda_1^{-1} + (1-p)\lambda_2^{-1} + t_0.$$

Отсюда среднее значение интервала между поступлениями требований:

$$\bar{\tau}_\lambda = p\lambda_1^{-1} + (1-p)\lambda_2^{-1} + t_0. \quad (12)$$

Найдя вторую производную от преобразования  $A^*(s)$  при  $s=0$  определим 2-й начальный момент интервала между поступлениями

$$\bar{\tau}_\lambda^2 = 2[p\lambda_1^{-2} + (1-p)\lambda_2^{-2}] + t_0^2 + 2t_0[p\lambda_1^{-1} + (1-p)\lambda_2^{-1}]. \quad (13)$$

Тогда квадрат коэффициента вариации:

$$c_\lambda^2 = \frac{[(1-p^2)\lambda_1^2 - 2\lambda_1\lambda_2 p(1-p) + p(2-p)\lambda_2^2]}{[t_0\lambda_1\lambda_2 + (1-p)\lambda_1 + p\lambda_2]^2}. \quad (14)$$

Положив, как и в случае с обычным распределением (3)

$$\lambda_1 = 2p / (\bar{\tau}_\lambda - t_0), \quad \lambda_2 = 2(1-p) / (\bar{\tau}_\lambda - t_0) \quad (15)$$

и подставив (15) в (14) получим уравнение четвертой степени относительно параметра  $p$ . Решив его с учетом условия  $0 < p < 1$  определяем параметр  $p$ :

$$p = \frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{(\bar{\tau}_\lambda - t_0)^2}{2[(\bar{\tau}_\lambda - t_0)^2 + c_\lambda^2 \bar{\tau}_\lambda^2]}}. \quad (16)$$

Подставив выражение (16) в (15) находим неизвестные параметры распределения (10)  $\lambda_1, \lambda_2$ . При этом в качестве  $p$  можно выбрать любое из двух значений.

Остается определить числовые характеристики распределения (11). Среднее время обслуживания в системе  $H_2^-/E_2^-/1$  равно

$$\bar{\tau}_\mu = \mu^{-1} + t_0. \quad (17)$$

Отсюда параметр  $\mu$  распределения (11) будет равен  $\mu = 1 / (\bar{\tau}_\mu - t_0)$ .

Отсюда диапазон изменения параметра сдвига определится из условия  $0 < t_0 < \bar{\tau}_\mu$ .

Второй начальный момент времени обслуживания равен

$$\bar{\tau}_\mu^2 = t_0^2 + \frac{2t_0}{\mu} + \frac{3}{2\mu^2}. \quad (18)$$

Отсюда коэффициент вариации времени обслуживания будет равен

$$c_\mu = [\sqrt{2}(1 + \mu t_0)]^{-1} \quad (19)$$

Таким образом, все параметры распределений (10) и (11) при задании значений  $\bar{\tau}_\lambda, \bar{\tau}_\mu, c_\lambda, c_\mu, t_0$  в качестве входных данных для системы  $H_2^-/E_2^-/1$  будут определены однозначно методом моментов.

Заметим, что коэффициенты вариации  $c_\lambda > 0$  и  $c_\mu < 1/\sqrt{2}$  при параметре сдвига  $t_0 > 0$ . Таким образом, очевидно, что система  $H_2^-/E_2^-/1$  также относится к типу G/G/1.

Теперь рассмотрим влияние параметра сдвига на коэффициенты вариаций распределений. Для обычного распределения  $H_2$

$$c_\lambda^2 = \frac{[(1-p^2)\lambda_1^2 - 2p\lambda_1\lambda_2(1-p) + p(2-p)\lambda_2^2]}{[(1-p)\lambda_1 + p\lambda_2]^2}.$$

Сравнивая последнее выражение с (14) убеждаемся, что параметр сдвига во времени  $t_0 > 0$  уменьшает коэффициент вариации интервалов поступлений в  $1 + \frac{t_0\lambda_1\lambda_2}{[\lambda_1(1-p) + \lambda_2 p]}$  раз. Аналогично для эрланговского

закона времени обслуживания, параметр сдвига уменьшает коэффициент вариации времени обслуживания в  $(1 + \mu t_0)$  раз. Учитывая квадратичную зависимость среднего времени ожидания от коэффициентов вариаций интервалов поступлений и времени обслуживания, убеждаемся в том, что введение параметра сдвига в законы распределения, уменьшает среднее время ожидания в очереди в СМО.

#### 4 ЭКСПЕРИМЕНТЫ

Ниже в табл. 1 приведены данные расчетов для системы  $H_2/E_2/1$  для случаев малой, средней и высокой нагрузки  $\rho = 0, 1; 0, 5; 0, 9$ .

Таблица 1 – Результаты экспериментов для СМО  $H_2/E_2/1$  в сравнении с  $H_2/M/1$

Входные параметры		Среднее время ожидания	
$\rho$	$c_\lambda$	для системы $H_2/E_2/1$	для системы $H_2/M/1$
0,1	1	0,083	0,111
	2	0,141	0,187
	4	0,171	0,230
	8	0,182	0,245
0,5	1	0,751	1,000
	2	1,764	2,162
	4	4,082	4,831
	8	8,911	10,402
0,9	1	6,752	9,000
	2	20,016	22,409
	4	73,321	75,786
	8	286,642	289,134

Для сравнения справа в колонке приведены данные по системе  $H_2/M/1$ . Так как коэффициент вариации для распределения  $E_2$  меньше коэффициента вариации экспоненциального распределения  $M$ , то и среднее время ожидания в системе  $H_2/E_2/1$  будет меньше, чем в системе  $H_2/M/1$ . Данные табл. 1 полностью подтверждают этот факт.

В табл. 2 приведены данные расчетов для системы  $H_2^-/E_2^-/1$  также для случаев малой, средней и высокой нагрузки  $\rho = 0, 1; 0, 5; 0, 9$  при  $c_\lambda = 2$ . Заметим, что система  $H_2/E_2/1$  применима при  $c_\lambda \geq 1$  и  $c_\mu = 1/\sqrt{2}$ , а система  $H_2^-/E_2^-/1$  – при  $c_\lambda > 0$  и  $c_\mu < 1/\sqrt{2}$ . Таким образом, система  $H_2^-/E_2^-/1$  применима для широкого диапазона изменения параметров, чем обычная система  $H_2/E_2/1$  и расширяет ее возможности.

В правой колонке табл. 2 для сравнения приведены результаты для обычной системы  $H_2/E_2/1$ .

Коэффициент загрузки  $\rho$  в обеих таблицах определяется отношением средних интервалов  $\rho = \bar{\tau}_\mu / \bar{\tau}_\lambda$ . Расчеты, приведенные в таблицах, проведены для нормированного времени обслуживания  $\bar{\tau}_\mu = 1$ . Данные таблиц 1 и 2 хорошо согласуются с результатами двух моментной аппроксимации [18] в той области изменения параметров, в которой рассмотренные системы применимы.

Система  $H_2^-/E_2^-/1$  применима и в случае  $c_\lambda < 1$ , в частности при  $\rho = 0, 9$ ,  $c_\lambda = 0, 2$ ,  $t_0 = 0, 9$ ,  $c_\mu = 0, 071$ , среднее время ожидания будет равно  $\bar{W} = 0, 072$  единиц времени, снизившись в несколько десятков раз по сравнению с обычной системой.

Таблица 2 – Результаты экспериментов для СМО  $H_2^-/E_2^-/1$

Входные параметры			Среднее время ожидания	
$\rho$	$c_\mu$	$t_0$	для системы $H_2^-/E_2^-/1$	для системы $H_2/E_2/1$
0,1	0,071	0,9	0,001	0,141
	0,354	0,5	0,035	
	0,636	0,1	0,114	
	0,700	<b>0,01</b>	<b>0,138</b>	
0,5	0,071	0,9	0,015	1,764
	0,354	0,5	0,472	
	0,636	0,1	1,480	
	0,700	<b>0,01</b>	<b>1,735</b>	
0,9	0,071	0,9	0,748	20,016
	0,354	0,5	14,769	
	0,636	0,1	19,157	
	0,700	<b>0,01</b>	<b>19,931</b>	

#### 5 РЕЗУЛЬТАТЫ

В работе получены спектральные разложения решения интегрального уравнения Линдли для систем  $H_2/E_2/1$  и  $H_2^-/E_2^-/1$  с помощью которых выведены расчетные выражения для среднего времени ожидания в очереди для этих систем в замкнутой форме.

Операция сдвига во времени уменьшает коэффициенты вариаций интервала между поступлениями и времени обслуживания требований. В связи с тем, что среднее время ожидания в системе  $G/G/1$  связано с коэффициентами вариаций интервалов поступления и обслуживания квадратичной зависимостью, среднее время ожидания в системе с запаздыванием будет меньше, чем в обычной системе при одинаковом коэффициенте загрузки. Например, для системы  $H_2^-/E_2^-/1$  при нагрузке  $\rho = 0, 9$  и параметре сдвига  $t_0 = 0, 9$  коэффициент вариации интервалов поступления  $c_\lambda$  уменьшается с 2 для обычной системы до 1,105, коэффициент вариации времени обслуживания  $c_\mu$  уменьшается с  $1/\sqrt{2}$  до 0,071, а время ожидания уменьшается с 20,016 единиц времени для обычной системы до 0,748 единиц времени для системы с запаздыванием.

#### 6 ОБСУЖДЕНИЕ

С уменьшением значения параметра  $t_0$  среднее время ожидания в системе  $H_2^-/E_2^-/1$  стремится к среднему времени ожидания в обычной системе  $H_2/E_2/1$ . Это полностью подтверждает адекватность построенной математической модели массового обслуживания. Данные таблицы 2 подтверждают тот факт, что за счет уменьшения коэффициентов вариации  $c_\lambda$  и  $c_\mu$  вследствие ввода параметра сдвига  $t_0$ , уменьшается среднее время ожидания в системе  $H_2^-/E_2^-/1$  с запаздыванием.

Диапазон изменения параметров у системы  $H_2^-/E_2^-/1$  шире, чем у системы  $H_2/E_2/1$ , поэтому указанные системы с успехом могут быть применены в современной теории телеграфика. Полученное расчетное выражение для времени ожидания расширяет и дополняет известную незавершенную формулу теории массового обслуживания для среднего времени ожидания для систем  $G/G/1$  с произвольными законами распределений входного потока и времени обслуживания.



## ВЫВОДЫ

В работе классическим методом спектрального разложения решена задача определения главной характеристики СМО – среднего времени ожидания в очереди для двух систем  $H_2/E_2/1$  и  $H_2^-/E_2^-/1$ .

**Научная новизна** полученных результатов заключается в том, что получены спектральные разложения решения интегрального уравнения Линдли для рассматриваемых систем и с их помощью выведены расчетные выражения для среднего времени ожидания в очереди для этих систем в замкнутой форме. Эти выражения расширяют и дополняют известную формулу теории массового обслуживания для среднего времени ожидания для систем типа  $G/G/1$  с произвольными законами распределений входного потока и времени обслуживания.

**Практическое значение** работы заключается в том, что полученные результаты с успехом могут быть применены в современной теории телетрафика, где задержки пакетов входящего трафика играют первостепенную роль. Для этого необходимо знать числовые характеристики интервалов входящего трафика и времени обслуживания на уровне двух первых моментов, что не вызывает трудностей при использовании современных анализаторов трафика [8, 9].

**Перспективы дальнейших исследований** просматриваются в продолжении исследования систем типа  $G/G/1$  с другими общими входными распределениями и в расширении и дополнении формул для среднего времени ожидания.

## ЛІТЕРАТУРА / LITERATURA

1. Тарасов В. Н. Анализ и расчет системы массового обслуживания с запаздыванием / В. Н. Тарасов, Н. Ф. Бахарева, И. А. Блатов // Автоматика и телемеханика. – 2015. – № 11. – С. 51–59.
2. Тарасов В. Н. Расширение класса систем массового обслуживания с запаздыванием / В. Н. Тарасов // Автоматика и телемеханика. – 2018. – № 12. – С. 57–70.
3. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания. Пер. с англ. под редакцией В. И. Неймана / Л. Клейнрок. – М.: Машинное строительство, 1979. – 432 с.
4. Brannstrom N. A Queueing Theory analysis of wireless radio systems / N. Brannstrom. – Applied to HS-DSCH. Lulea university of technology, 2004. – 79 p.

5. Whitt W. Approximating a point process by a renewal process: two basic methods / W. Whitt // Operation Research. – 1982. – № 1. – P. 125–147.
6. Бочаров П. П. Теория массового обслуживания / П. П. Бочаров, А. В. Печинкин. – М.: Изд-во РУДН, 1995. – 529 с.
7. Тарасов В. Н. Исследование систем массового обслуживания с гиперэкспоненциальными входными распределениями / В. Н. Тарасов // Проблемы передачи информации. – 2016. – Т. 52, № 1. – С. 16–26.
8. Тарасов В. Н. Анализ и сравнение двух систем массового обслуживания с гиперэрланговскими входными распределениями / В. Н. Тарасов // Радиоэлектроника, информатика, управление. – 2018. – № 4. – С. 61–70.
9. Тарасов В. Н. Исследование систем массового обслуживания с сдвинутыми эрланговскими и экспоненциальными входными распределениями / В. Н. Тарасов // Радиоэлектроника, информатика, управление. – 2019. – № 1. – С. 67–76.
10. [HTTPS://tools.ietf.org/html/rfc3393](https://tools.ietf.org/html/rfc3393). RFC 3393 IP Packet Delay Variation Metric for IP Performance Metrics (IPPM) (дата обращения: 26.02.2016).
11. Myskja A. An improved heuristic approximation for the GI/GI/1 queue with bursty arrivals / A. Myskja // Teletraffic and datatraffic in a Period of Change, ITC-13. Elsevier Science Publishers. – 1991. – P. 683–688.
12. Алиев Т. И. Основы моделирования дискретных систем / Т. И. Алиев. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2009. – 363 с.
13. Алиев Т. И. Аппроксимация вероятностных распределений в моделях массового обслуживания / Т. И. Алиев // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2013. – № 2(84). – С. 88–93.
14. Aras A.K. Many-server Gaussian limits for overloaded non-Markovian queues with customer abandonment / A. K. Aras, X. Chen, Y. Liu // Queueing Systems. – 2018. – Vol. 89, № 1. – P. 81–125. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-018-9575-0>
15. Jennings O.B., Comparisons of ticket and standard queues / O. Jennings, J. Pender // Queueing Systems. – 2016. – Vol. 84, № 1. – P. 145–202. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-016-9493-y>
16. Gromoll H. C. Heavy traffic limit for a tandem queue with identical service times / H. C. Gromoll, B. Terwilliger, B. Zwart // Queueing Systems. – 2018. – Vol. 89, № 3. – P. 213–241. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9560-z>
17. Legros B. M/G/1 queue with event-dependent arrival rates / B. Legros // Queueing Systems. – 2018. – Vol. 89, № 3. – P. 269–301. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9557-7>
18. Кругликов В. К. Анализ и расчет сетей массового обслуживания с использованием двумерной диффузионной аппроксимации / В. К. Кругликов, В. Н. Тарасов // Автоматика и телемеханика. – 1983. – № 8. – С. 74–83.

Received 18.11.2019.

Accepted 23.02.2020.

УДК 621.391.1: 621.395

**Тарасов В. Н.** – д-р техн. наук, профессор, завідувач кафедри програмного забезпечення та управління в технічних системах Півольського державного університету телекомунікацій та інформатики, Росія.

## АНАЛИЗ СИСТЕМЫ $H_2/E_2/1$ ТА ЇЇ АНАЛОГА ЗІ ЗСУНУТИМИ ВХІДНИМИ РОЗПОДІЛАМИ

**Актуальність.** В теорії масового обслуговування дослідження систем  $G/G/1$  актуальні в зв'язку з тим, що не можна отримати рішення для часу очікування в кінцевому вигляді в загальному випадку при довільних законах розподілів вхідного потоку і часу обслуговування. Тому важливі дослідження таких систем для окремих випадків вхідних розподілів. Була розглянута задача виведення рішення для середнього часу очікування в черзі в замкнутій формі для пари систем зі звичайними і зі зсунутими гіперекспонентними та ерлангівськими вхідними розподілами.

**Мета роботи.** Отримання рішення для основної характеристики системи – середнього часу очікування вимог в черзі для двох систем масового обслуговування типу  $G/G/1$  зі звичайними та зі зсунутими гіперекспонентними та ерлангівськими вхідними розподілами.

**Метод.** Для вирішення поставленого завдання був використаний класичний метод спектрального розкладання рішення інтегрального рівняння Ліндли. Цей метод дозволяє отримати рішення для середнього часу очікування для розглянутих систем в замкнутій формі. Метод спектрального розкладання рішення інтегрального рівняння Ліндли грає важливу роль в теорії систем  $G/G/1$ . Для практичного застосування отриманих результатів було використано відомий метод моментів теорії ймовірностей.

**Результати.** Вперше отримано спектральні розкладання рішення інтегрального рівняння Ліндли для двох систем, за допомогою яких виведені розрахункові формули для середнього часу очікування в черзі в замкнутій формі.

**Висновки.** Отримано спектральні розкладання рішення інтегрального рівняння Ліндли для розглянутих систем, та з їх допомогою виведені розрахункові формули для середнього часу очікування в черзі для цих систем в замкнутій формі. Показано, що в сис-

© Тарасов В. Н., 2020

DOI 10.15588/1607-3274-2020-1-10

темах з запізненням у часі середній час очікування менше, ніж в звичайних системах. Ці формули розширюють і доповнюють відомі формули теорії масового обслуговування для середнього часу очікування для систем  $G/G/1$  з довільними законами розподілів вхідного потоку і часу обслуговування. Такий підхід дозволяє розрахувати середній час очікування для зазначених систем в математичних пакетах для широкого діапазону зміни параметрів трафіку. Всі інші характеристики систем є похідними часу очікування.

Крім середнього часу очікування, такий підхід дає можливість також визначити моменти вищих порядків часу очікування. З огляду на той факт, що варіація затримки пакетів (джиттер) в телекомунікації визначається як дисперсія часу очікування від його середнього значення, то джиттер можна буде визначити через дисперсію часу очікування.

Отримані результати публікуються вперше.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** гіперекспонентний та ерлангівський закони розподілу, інтегральне рівняння Ліндлі, метод спектрального розкладання, перетворення Лапласа.

UDC 621.391.1:621.395

#### ANALYSIS OF $H_2/E_2/1$ SYSTEM AND HER OF THE ANALOG WITH SHIFTED INPUT DISTRIBUTIONS

**Tarasov V. N.** – Dr. Sc., Professor, Head of Department of Software and Management in Technical Systems of Volga State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation.

#### ABSTRACT

**Context.** In the queuing theory of a research of the  $G/G/1$  systems are relevant because it is impossible to receive decisions for the average waiting time in queue in a final form in case of arbitrary laws of distributions of an input flow and service time. Therefore, the study of such systems for particular cases of input distributions is important. The problem of finding a solution for the average waiting time in queue in a closed form for two systems with ordinary and shifted hyperexponential and erlangian input distributions is considered.

**Objective.** Obtaining a solution for the main system characteristic – the average waiting time in queue for two queuing systems of type  $G/G/1$  with ordinary and shifted hyperexponential and erlangian input distributions.

**Method.** To solve this problem, we used the classical method of spectral decomposition of the solution of the Lindley integral equation. This method allows to obtaining a solution for the average waiting time for systems under consideration in a closed form. The method of spectral decomposition of the solution of the Lindley integral equation plays an important role in the theory of systems  $G/G/1$ . For the practical application of the results obtained, the well-known method of moments of probability theory is used.

**Results.** The spectral decompositions of the solution of the Lindley integral equation for a pair of dual systems are for the first time received, with the help of which the formulas for the average waiting time in a closed form are derived.

**Conclusions.** The spectral expansions of the solution of the Lindley integral equation for the systems under consideration are obtained and with their help the formulas for the average waiting time in the queue for these systems in a closed form are derived. It is shown that in systems with a time lag, the average waiting time is less than in conventional systems. The obtained formula for the average waiting time expands and complements the well-known queuing theory incomplete formula for the average waiting time for  $G/G/1$  systems with arbitrary laws of the input flow distribution and service time. This approach allows us to calculate the average latency for these systems in mathematical packages for a wide range of traffic parameters. All other characteristics of the systems are derived from the waiting time. In addition to the average waiting time, such an approach makes it possible to determine also moments of higher orders of waiting time. Given the fact that the packet delay variation (jitter) in telecommunications is defined as the spread of the waiting time from its average value, the jitter can be determined through the variance of the waiting time. The results are published for the first time.

**KEYWORDS:** hyperexponential and erlangian distribution laws, Lindley integral equation, spectral decomposition method, Laplace transform.

#### REFERENCES

1. Tarasov V. N., Bakhareva N. F., Blatov I. A. Analysis and calculation of queuing system with delay, *Automation and Remote Control*, 2015, Vol. 76, No. 11, pp. 1945–1951. DOI: 10.1134/S0005117915110041.
2. Tarasov V. N. Extension of the Class of Queueing Systems with Delay, *Automation and Remote Control*, 2018, Vol. 79, No. 12, pp. 2147–2157. DOI: 10.1134/S0005117918120056.
3. Kleinrock L. Теорія масового обслуговування. Moscow, Mashinostroenie Publ, 1979, 432 p.
4. Brannstrom N. A. Queueing Theory analysis of wireless radio systems. Applied to HS-DSCH. Lulea university of technology, 2004, 79 p.
5. Whitt W. Approximating a point process by a renewal process: two basic methods, *Operation Research*, 1982, Vol. 30, No. 1, pp. 125–147.
6. Bocharov P. P., Pechinkin A. V. Теорія масового обслуговування. Moscow, Publishing House of Peoples' Friendship University, 1995, 529 p.
7. Tarasov V. N. Analysis of queues with hyperexponential arrival distributions, *Problems of Information Transmission*, 2016, Vol. 52, No. 1, pp. 14–23. DOI: 10.1134/S0032946016010038.
8. Tarasov V. N. Analysis and comparison of two queueing systems with hypererlangian input distributions, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2018, Vol. 47, No. 4, pp. 61–70. DOI 10.15588/1607-3274-2018-4-6.
9. Tarasov V. N., Bakhareva N. F. Research of queueing systems with shifted erlangian and exponential input distributions, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2019, Vol. 48, No. 1, pp. 67–76. DOI 10.15588/1607-3274-2019-1-7.
10. RFC 3393 [IP Packet Delay Variation Metric for IP Performance Metrics (IPPM)] Available at: <https://tools.ietf.org/html/rfc3393>. (accessed: 26.02.2016).
11. Myskja A. An improved heuristic approximation for the GI/GI/1 queue with bursty arrivals. Teletraffic and datatraffic in a Period of Change. ITC-13. Elsevier Science Publishers, 1991, pp. 683–688.
12. Aliev T. I. Osnovy modelirovaniya diskretnykh sistem. SPb: SPbGU ITMO, 2009, 363 p.
13. Aliev T. I. Approksimaciya veroyatnostnykh raspredelenij v modelyah massovogo obsluzhivaniya. Nauchno-tehnicheskij vestnik informacionnykh tekhnologij, mekhaniki i optiki, 2013, Vol. 84, No. 2, pp. 88–93.
14. Aras A.K., Chen X. & Liu Y. Many-server Gaussian limits for overloaded non-Markovian queues with customer abandonment, *Queueing Systems*, 2018, Vol. 89, No. 1, pp. 81–125. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-018-9575-0>
15. Jennings O.B. & Pender J. Comparisons of ticket and standard queues. *Queueing Systems*, 2016, Vol. 84, No. 1, pp. 145–202. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-016-9493-y>
16. Gromoll H.C., Terwilliger B. & Zwart B. Heavy traffic limit for a tandem queue with identical service times, *Queueing Systems*, 2018, Vol. 89, No. 3, pp. 213–241. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9560-z>
17. Legros B. M/G/1 queue with event-dependent arrival rates, *Queueing Systems*, 2018, Vol. 89, No. 3, pp. 269–301. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9557-7>
18. Kruglikov V.K., Tarasov V.N. Analysis and calculation of queueing-networks using the two-dimensional diffusion-approximation, *Automation and Remote Control*, 1983, Vol. 44, No. 8, pp. 1026–1034.