

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

Радіоелектроніка  
Інформатика  
Управління



Radio Electronics  
Computer Science  
Control

Радиоэлектроника  
Информатика  
Управление



2022/1



Національний університет «Запорізька політехніка»

## **Радіоелектроніка, інформатика, управління**

Науковий журнал

Виходить чотири рази на рік

№ 1(60) 2022

Заснований у січні 1999 року.

Засновник і видавець – Національний університет «Запорізька політехніка».

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

Запоріжжя

НУ «Запорізька політехніка»

2022

National University «Zaporizhzhia Polytechnic»

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

The scientific journal

Published four times per year

№ 1(60) 2022

Founded in January 1999.

Founder and publisher – National University «Zaporizhzhia Polytechnic».

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

Zaporizhzhia

NU «Zaporizhzhia Polytechnic»

2022

Национальный университет «Запорожская политехника»

## **Радиоэлектроника, информатика, управление**

Научный журнал

Выходит четыре раза в год

№ 1(60) 2022

Основан в январе 1999 года.

Основатель и издатель – Национальный университет «Запорожская политехника».

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

Запорожье

НУ «Запорожская политехника»

2022

**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).

Журнал включений до польського Переліку наукових журналів та рецензованих матеріалів міжнародних конференцій з присвоєною кількістю балів (додаток до оголошення Міністра науки та вищої освіти Республіки Польща від 31 липня 2019 р.: № 16981).

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 посилається на повні тексти своїх статей. Журнал дозволяє повторне використання його вмісту у відповідності Creative Commons ліцензіїю CC BY-SA..

Опублікованим 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 головного редактора – Піза Дмитро Макарович** – доктор технічних наук, професор, директор інституту інформатики та радіоелектроніки, професор кафедри радіотехніки та телекомунікацій, Національний університет «Запорізька політехніка», Україна.

### Члени редколегії:

**Андрюлідакіс Іосіф** – доктор філософії, голова департаменту телефонії Центру обслуговування мереж, Університет Яніни, Греція;

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

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

Рекомендовано до видання Вченою радою НУ «Запорізька політехніка», протокол № 6 від 24.03.2022.

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)

**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;

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

**Олійник Андрій Олександрович** – доктор технічних наук, доцент, професор 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;

**Папшицький 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, професор, 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;

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

**Маркосян Мгер Вардкесович** – 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;

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

**Шульц Пітер** – доктор технічних наук, професор, професор факультету інженерії та комп'ютерних наук, Гамбургський університет прикладних наук (HAW Hamburg), Гамбург, Німеччина.

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 is included to the Polish List of scientific journals and peer-reviewed materials from international conferences with assigned number of points (Annex to the announcement of the Minister of Science and Higher Education of Poland from July 31, 2019: Lp. 16981).

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 Creative Commons license CC BY-SA.

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 at 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, 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 Ilmenau, 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** – Dr. Sc., Associate Professor, 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. Zhukovsky 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, 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 Ilmenau, 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, Faculty of Engineering and Computer Science, Hamburg University of Applied Sciences (HAW Hamburg), Hamburg, Germany;

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

**Doru Ursufiu** – 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 № 6 dated 24.03.2022.

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», 2022

**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 КВ № 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» (наивысший уровень), в которых могут публиковаться результаты диссертационных работ на соискание ученых степеней доктора наук и доктора философии (кандидата наук).

Журнал включен в польский Перечень научных журналов и рецензируемых материалов международных конференций с присвоенным числом баллов (приложение к объявлению Министра науки и высшего образования Республики Польша от 31 июля 2019 г.: № 16981).

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 Creative Commons лицензией CC BY-SA..

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, 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;

**Венескенс 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 Сэншу, 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 Урсула** – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры вычислительного интеллекта, Вроцлавская политехника, Польша;

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

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

**Панишский 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, профессор, профессор кафедры программных средств, Национальный университет «Запорожская политехника», Украина;

**Тригано Томас** – доктор философии, старший преподаватель кафедры электронной инженерии, Инженерный колледж им. С. Шамоу, 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;

**Лиснянский 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;

**Маркосан 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 факультета инженерии и компьютерных наук, Гамбургский университет прикладных наук (HAW Hamburg), Гамбург, Германия.

Рекомендовано к изданию Ученым советом НУ «Запорожская политехника», протокол № 6 от 24.03.2022.

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

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

© Национальный университет «Запорожская политехника», 2022

# ЗМІСТ

<b>РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ.....</b>	<b>7</b>
<i>Атаманський Д. В., Рябуха В. П., Карташов В. М., Семеняка А. В., Прокопенко Л. В.</i> МЕТОДИ СПЕКТРАЛЬНОГО ОЦІНЮВАННЯ ДЛЯ КОМБІНОВАНОЇ СИСТЕМИ ВИЯВЛЕННЯ НЕШУМЛИВИХ ЦІЛЕЙ І ПЕЛЕНГАЦІЇ ДЖЕРЕЛ ШУМОВИХ ВИПРОМІНЮВАНЬ.....	7
<i>Zaichenko O. B., Zaichenko N. Ya.</i> SYSTEMATIZATION OF THE FORMULAS OF THE RESONANT FERRITE ISOLATOR LOSS.....	20
<b>МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ.....</b>	<b>30</b>
<i>Kodnyanko V. A.</i> FAST ALGORITHM FOR SOLVING A ONE-DIMENSIONAL UNCLOSED DESIRABLE NEIGHBORS PROBLEM.....	30
<i>Kushnir M. Ya., Kosovan Hr. V., Kroyalo P. M.</i> PROPERTIES OF GENERATORS OF PSEUDO-RANDOM SEQUENCES CONSTRUCTED USING FUZZY LOGIC AND TWO-DIMENSIONAL CHAOTIC SYSTEMS.....	39
<i>Kuzmych V. A., Novotarskyi M. A., Nesterenko O. B.</i> SOLVING POISSON EQUATION WITH CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS.....	48
<i>Prots'ko I., Gryshchuk O.</i> THE MODULAR EXPONENTIATION WITH PRECOMPUTATION OF REDUCED SET OF RESIDUES FOR FIXED-BASE.....	58
<i>Tarasov V. N., Bakhareva N. F.</i> TWO PAIRS OF DUAL QUEUEING SYSTEMS WITH CONVENTIONAL AND SHIFTED DISTRIBUTION LAWS.....	66
<b>НЕЙРОІНФОРМАТИКА ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ СИСТЕМИ.....</b>	<b>76</b>
<i>Бодяньський С. В., Плісс І. П., Шафроненко А. Ю.</i> ШВИДКА НЕЧІТКА ПРАВДОПОДІБНА КЛАСТЕРИЗАЦІЯ НА ОСНОВІ АНАЛІЗУ ПІКІВ ЩІЛЬНОСТІ РОЗПОДІЛУ ДАНИХ.....	76
<i>Khabarлак K. S.</i> FASTER OPTIMIZATION-BASED META-LEARNING ADAPTATION PHASE.....	82
<i>Kovalenko I. I., Shved A. V., Davydenko Ye. O.</i> DEVELOPMENT OF MATHEMATICAL MODELS OF GROUP DECISION SYNTHESIS FOR STRUCTURING THE ROUGH DATA AND EXPERT KNOWLEDGE.....	93
<i>Kozhukhivskyi A. D., Kozhukhivska O. A.</i> DEVELOPING A FUZZY RISK ASSESSMENT MODEL FOR ERP-SYSTEMS.....	106
<i>Subbotin S. A., Pukhalska H. V., Leoshchenko S. D., Oliinyk A. O., Gofman Ye. O.</i> NEUROMODELING OF OPERATIONAL PROCESSES.....	120
<b>ПРОГРЕСИВНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ.....</b>	<b>130</b>
<i>Кравець П. О., Литвин В. В., Висоцька В. А.</i> МОДЕЛЮВАННЯ ІГРОВОЇ ЗАДАЧІ ПРИЗНАЧЕННЯ ПЕРСОНАЛУ ДЛЯ ВИКОНАННЯ ІТ-ПРОЕКТІВ НА ОСНОВІ ОНТОЛОГІЙ.....	130
<i>Freyman V. I.</i> THE RELIABILITY IMPROVING OF COMPUTER SYSTEM ELEMENTS WITH USING MODULAR ENCODING.....	146
<b>УПРАВЛІННЯ У ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ.....</b>	<b>157</b>
<i>Vlasenko L. O., Lutska N. M., Zaiets N. A., Shyshak A. V., Savchuk O. V.</i> DOMAIN ONTOLOGY DEVELOPMENT FOR CONDITION MONITORING SYSTEM OF INDUSTRIAL CONTROL EQUIPMENT AND DEVICES.....	157
<i>Irodov V. F., Shaptala M. V., Dudkin K. V., Shaptala D. E., Chirin D. A.</i> DECISION-MAKING AT EVOLUTIONARY SEARCH DURING LIMITED NUMBER OF FUZZY EXPERIMENTS WITH MULTIPLE CRITERIA.....	167

# CONTENTS

<b>RADIO ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS.....</b>	<b>7</b>
<i>Atamanskyi D. V., Riabukha V. P., Semeniaka A. V., Kartashov V. M., Procopenco L. V.</i> SPECTRAL ESTIMATION METHODS FOR A JOINT SYSTEM OF THE NON-NOISE-LIKE TARGETS DETECTION AND THE NOISE RADIATING SOURCES LOCALIZATION.....	7
<i>Zaichenko O. B., Zaichenko N. Ya.</i> SYSTEMATIZATION OF THE FORMULAS OF THE RESONANT FERRITE ISOLATOR LOSS.....	20
<b>MATHEMATICAL AND COMPUTER MODELING.....</b>	<b>30</b>
<i>Kodnyanko V. A.</i> FAST ALGORITHM FOR SOLVING A ONE-DIMENSIONAL UNCLOSED DESIRABLE NEIGHBORS PROBLEM.....	30
<i>Kushnir M. Ya., Kosovan Hr. V., Kroyalo P. M.</i> PROPERTIES OF GENERATORS OF PSEUDO-RANDOM SEQUENCES CONSTRUCTED USING FUZZY LOGIC AND TWO-DIMENSIONAL CHAOTIC SYSTEMS.....	39
<i>Kuzmych V. A., Novotarskyi M. A. Nesterenko O. B.</i> SOLVING POISSON EQUATION WITH CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS.....	48
<i>Prots'ko I., Gryshchuk O.</i> THE MODULAR EXPONENTIATION WITH PRECOMPUTATION OF REDUCED SET OF RESIDUES FOR FIXED-BASE.....	58
<i>Tarasov V. N., Bakhareva N. F.</i> TWO PAIRS OF DUAL QUEUEING SYSTEMS WITH CONVENTIONAL AND SHIFTED DISTRIBUTION LAWS.....	66
<b>NEUROINFORMATICS AND INTELLIGENT SYSTEMS.....</b>	<b>76</b>
<i>Bodyanskiy Ye. V., Pliss I. P., Shafronenko A. Yu.</i> FAST FUZZY CREDIBILISTIC CLUSTERING BASED ON DENSITY PEAKS DISTRIBUTION OF DATA BROAKYSIS.....	76
<i>Khabarлак K. S.</i> FASTER OPTIMIZATION-BASED META-LEARNING ADAPTATION PHASE.....	82
<i>Kovalenko I. I., Shved A. V., Davydenko Ye. O.</i> DEVELOPMENT OF MATHEMATICAL MODELS OF GROUP DECISION SYNTHESIS FOR STRUCTURING THE ROUGH DATA AND EXPERT KNOWLEDGE.....	93
<i>Kozhukhivskiy A. D., Kozhukhivska O. A.</i> DEVELOPING A FUZZY RISK ASSESSMENT MODEL FOR ERP-SYSTEMS.....	106
<i>Subbotin S. A., Pukhalska H. V., Leoshchenko S. D., Oliinyk A. O., Gofman Ye. O.</i> NEUROMODELING OF OPERATIONAL PROCESSES.....	120
<b>PROGRESSIVE INFORMATION TECHNOLOGIES.....</b>	<b>130</b>
<i>Kravets P., Lytyn V., Vysotska V.</i> MODELLING GAME TASK OF ASSIGNING STAFF TO PERFORM IT-PROJECTS BASED ON ONTOLOG IES.....	130
<i>Freyman V. I.</i> THE RELIABILITY IMPROVING OF COMPUTER SYSTEM ELEMENTS WITH USING MODULAR ENCODING.....	146
<b>CONTROL IN TECHNICAL SYSTEMS.....</b>	<b>157</b>
<i>Vlasenko L. O., Lutska N. M., Zaiets N. A., Shyshak A. V., Savchuk O. V.</i> DOMAIN ONTOLOGY DEVELOPMENT FOR CONDITION MONITORING SYSTEM OF INDUSTRIAL CONTROL EQUIPMENT AND DEVICES.....	157
<i>Irodov V. F., Shaptala M. V., Dudkin K. V., Shaptala D. E., Chirin D. A.</i> DECISION-MAKING AT EVOLUTIONARY SEARCH DURING LIMITED NUMBER OF FUZZY EXPERIMENTS WITH MULTIPLE CRITERIA.....	167

# РАДИОЕЛЕКТРОНИКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

## RADIO ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS

### РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

УДК 621.396.96:551.501.815

#### МЕТОДИ СПЕКТРАЛЬНОГО ОЦІНЮВАННЯ ДЛЯ КОМБІНОВАНОЇ СИСТЕМИ ВИЯВЛЕННЯ НЕШУМЛИВИХ ЦІЛЕЙ І ПЕЛЕНГАЦІЇ ДЖЕРЕЛ ШУМОВИХ ВИПРОМІНЮВАНЬ

**Атаманський Д. В.** – доктор технічних наук, доцент, професор Харківського національного університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків, Україна.

**Рябуха В. П.** – доктор технічних наук, доцент, начальник відділення сучасних методів обробки цифрової інформації ДП НДІ РС «Квант-радіолокація», Київ, Україна.

**Карташов В. М.** – доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри Харківського національного університету радіоелектроніки, Харків, Україна.

**Семеняка А. В.** – кандидат технічних наук, провідний науковий співробітник відділення сучасних методів обробки цифрової інформації ДП НДІ РС «Квант-радіолокація», Київ, Україна.

**Прокопенко Л. В.** – співробітник Харківського національного університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків, Україна.

#### АНОТАЦІЯ

**Актуальність.** Для багатьох РЛС автономні системи виявлення нешумливих повітряних цілей (ПЦ) і пеленгації джерел шумових випромінювань (ДШВ) можна замінити одною економічною системою виявлення ПЦ-пеленгації ДШВ, в яких загальні операції, що використовуються в процесі виявлення ПЦ і пеленгації ДШВ виконуються тільки один раз. Для такої системи розглядаються групи непараметричних і параметричних «надрозділяючих» методів спектрального аналізу (СА) для обґрунтування доцільного методу пеленгації ДШВ.

**Мета.** Порівняльний аналіз ефективності методів СА різних груп за сукупністю критеріїв і пропозиції щодо їх практичного застосування.

**Метод.** Ефективність методів визначається аналітично, за результатами імітаційного моделювання та їхнього порівняння з новими результатами, викладеними у відкритій літературі. У процесі моделювання непараметричних методів СА використовувалась обґрунтована й практично перевірена програмно-алгоритмічна база адаптивних решітчастих фільтрів.

**Результати.** Показано, що методи СА обох груп не мають обмежень на конфігурацію антенної решітки (плоска, кільцева і т.п.), в тому числі в ході використання в нееквидистантних «розріджених» антенних решітках (АР) з міжелементними відстанями більше половини довжини хвилі РЛС. Порівняно роздільну здатність (визначення кількості ДШВ) і ефективність пеленгації ДШВ методами різних груп під час використання різних АР. Показано, що методи першої групи (непараметричні) за ймовірністю правильного розділення майже не поступають відомим і новим методам другої групи (параметричним). За сукупністю критеріїв і практичних умов використання для пеленгації джерел шумових випромінювань доцільно використовувати метод мінімуму дисперсії Кейпона, якщо існують обмеження на обчислювальну складність методу. За відсутності таких обмежень доцільно використовувати набір методів.

**Висновки.** Для практичної реалізації комбінованої системи виявлення нешумливої точкової цілі і пеленгації джерел шумових випромінювань пропонується структурно-алгоритмічна основа адаптивного решітчастого фільтра. На ньому поряд з формуванням вагового вектора для виявлення цілі можна для пеленгації ДШВ реалізувати не тільки метод Кейпона, а і набір методів, якщо різним чином комбінувати квадрати модулів компонент його вихідних векторів.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** метод, спектральний аналіз, адаптивний решітчастий фільтр, критерій розділення-вимірювання, пеленгація, джерело шумових випромінювань, роздільна здатність.



## АБРЕВІАТУРИ

ESPRIT – Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques;  
CRLB – межа Крамера-Рао;  
MUSIC – Multiple Signal Classification;  
ML – метод максимальної правдоподібності;  
MPM (Minimal Polynomial Method) – метод мінімального багаточлена;  
АР – антенна решітка;  
АРФ – адаптивний решітчастий фільтр;  
АФР – амплітудно-фазовий розподіл;  
ВПМ – взаємно простий масив  
в.з. – власні значення;  
ВСШ – відношення сигнал/шум;  
ДШВ – джерело шумових випромінювань;  
ДС – діаграма спрямованості;  
ДЕС – дискретний енергетичний спектр;  
ІХ – імпульсна характеристика;  
КМ – кореляційна матриця;  
КСВП – комбінована система виявлення –пеленгації;  
МІХ – матрично-імпульсна характеристика;  
МАК – модифікований алгоритм Кейпона;  
МД – метод «мінімуму дисперсії» Кейпона;  
МЕ – метод «максимальної ентропії» Берга;  
ПЦ – повітряна ціль;  
РЛС – радіолокаційна станція;  
СА – спектральний аналіз;  
СФ – спектральна функція;  
СКП – середньо квадратична похибка;  
ФАР – фазована антенна решітка.

## НОМЕНКЛАТУРА

$K$  – розмір навчальної вибірки;  
 $M$  – число елементів АР;  
 $n$  – кількість джерел шумових випромінювань;  
 $p_M(\alpha)$  – остання компонента вектора  $\mathbf{p}(\alpha)$ ;  
 $q_1(\alpha)$  – перша компонента вектора  $\mathbf{q}(\alpha)$ ;  
 $\hat{S}_{ME_p}(\alpha)$  – СФ методу «максимальної ентропії» Берга, яка сформована з сигналів з  $p$ -виходів АРФ;  
 $\hat{S}_{ME_q}(\alpha)$  – СФ методу «максимальної ентропії» Берга, яка сформована з сигналів з  $q$ -виходів АРФ;  
 $\hat{S}_1(\alpha)$  – СФ методу Кейпона;  
 $\tilde{S}_3(\alpha)$  – СФ МАК, яка сформована з сигналів з  $q$ -виходів АРФ;  
 $\tilde{S}_3_p(\alpha)$  – СФ МАК, яка сформована з сигналів з  $p$ -виходів АРФ;  
 $\hat{S}(\alpha_l)$  – значення СФ у точках максимумів  $\alpha_l$ ;  
 $\hat{S}(\alpha_{\text{сер}})$  – значення СФ у середній точці  $\alpha_{\text{сер}}$  між максимумами;  
 $\sigma_\theta$  – середньоквадратична похибка;  
 $L$  – загальна кількість випробувань;

$\hat{\theta}_{i,\ell}$  – оцінка координати  $i$ -го джерела в  $\ell$ -м випробуванні;  
 $q$  – ВСШ;  
 $r_A$  – ранг матриці  $A$ ;  
 $\lambda_m^{(S)}$  – в.з. матриці  $S$ .

## ВСТУП

Для багатьох РЛС поряд із завданням виявлення повітряних цілей (ПЦ) на фоні завад, що створюються точковими джерелами шумових випромінювань (ДШВ), вимагається пеленгувати ці джерела. Зазвичай для цього створюються спеціальні канали обробки. Разом з цим алгоритми розв'язку кожного із завдань мають загальні операції, що становлять істотну частину відповідного алгоритму в цілому. Тому автономні системи виявлення ПЦ і пеленгації ДШВ можна замінити комбінованою системою виявлення ПЦ-пеленгації ДШВ (КСВП), в яких спільні операції виявлення ПЦ і пеленгації ДШВ виконуються тільки один раз. Можливості й особливості такої комбінації на основі кореляційних автокомпенсаторів розглядалися ще в роботах В. В. Федініна [1].

Комбінована система виявлення-пеленгації, що запропонована в [2], базується на єдиній програмно-алгоритмічній базі АРФ і дозволяє одночасно сформувати ваговий вектор для систем виявлення ПЦ і пеленгації ДШВ. Однак ґрунтовно не визначено доцільні методи пеленгації ДШВ.

## ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

У науковій літературі для пеленгації ДШВ пропонуються так звані методи СА, що «надрозділяють», які в [3, с. 442] умовно поділяються на дві групи: без попередньої й з попередньою оцінкою кількості ДШВ. Методи першої групи ще називають непараметричними (невласноструктурними), а другої – параметричними (власноструктурними).

Непараметричні методи [4–10] базуються на безпосередньому аналізі вхідного процесу АР. Дана властивість цієї групи методів вигідно відрізняє її від групи параметричних методів [11–36], які передбачають апріорне знання обмежень на модель вхідних сигналів (кутовий розмір ДШВ, тип хвильового фронту, характер багатопроменевості й т.п.). На сьогодні загально відомі параметричні методи MUSIC, ROOT-MUSIC [4, 5, 16], повороту підпростору ESPRIT [11–14], MODE [15] достатньо ґрунтовно досліджені. Вони є спрощенням ML [15–19], який дозволяє досягти нижньої межі CRLB для великих вибірок вхідних дій. Поряд з його асимптотичною статистичною ефективністю, обчислювальні витрати методу ML надзвичайно високі, і його глобальний розв'язок не гарантується [16, 17]. Метод MUSIC є популярним наближенням методу ML, який в обчислювальному відношенні простий і для некорельованих сигналів асимптотично еквівалентний методу ML [20]. Однак у ви-

падку корельованих джерел його статистичні характеристики незадовільні [18].

Більшість параметричних методів, зокрема, проєкційні методи ESPRIT, MUSIC з його модифікаціями не мають можливості оцінити кількість джерел сигналів, яка є одним з параметрів математичної сигнальної моделі й має бути відома або попередньо оцінена. У методі MPM [7, 8] на відміну від методів MUSIC і ESPRIT не потрібно обчислювати власні числа і вектори КМ для поділу на шумовий й сигнальний підпростори.

У зазначених роботах показано, що MPM є більш ефективним порівняно з MUSIC у різних умовах корельованості сигналів ДШВ, а також у випадку об'єму вибірки  $K$ , який менший кількості  $M$  елементів АР.

Зазначимо, що розглянуті методи з поліпшеними характеристиками порівняно з їхніми класичними варіантами, і ряд інших, які розроблені для плоских [11, 24] і циліндричних АР [6, 11], синтезовані для  $M$  – елементних решіток з міжелементними відстанями меншими або рівними півхвилі РЛС. Відомо, що такі АР виявляють  $n = M - 1$  джерел шумових випромінювань. На практиці кількість елементів АР  $M \gg 1$ . При цьому значно зростають обчислювальні витрати, вартість устаткування й ускладнюється калібрування елементів АР.

Проблема долається застосуванням спеціальних нееквідистантних антенних решіток [25–29]. У них міжелементні відстані набагато більші півхвилі РЛС і змінюються від елемента до елемента. На сьогодні отримали розвиток взаємно прості масиви (ВІМ) [25, 27], що, як стверджується в [23], мають найкращі характеристики.

В умовах різноманітності параметричних методів СА порівняння їхньої ефективності (точності пеленгації, розділення й визначення кількості джерел) проводиться в межах групи й, зазвичай, при великих розмірах ( $K > 100$ ) навчальної вибірки [25, 27]. Сформулювати такі вибірки в ході пеленгації ДШВ та круговому огляді простору складно.

У більшості випадків методи СА порівнюються не за сукупністю, а за найбільш вираженими показниками ефективності (якості). Не так очевидна й програмно-алгоритмічна база реалізації методів, наприклад, для MPM. Таким чином, переваги параметричних методів СА над непараметричними потребують обґрунтування. Для практичного застосування потрібно мати комплексну уяву про можливості методів різних груп і за сукупністю критеріїв.

**Мета статті** – порівняльний аналіз ефективності методів СА різних груп за сукупністю критеріїв і позиції щодо їхнього практичного застосування.

## 1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Нехай задана група А із  $G_1$  непараметричних методів і група В із  $G_2$  параметричних методів СА. Для останніх відома імовірність правильного визначення

$P_B(i)$  ( $i \in 1, G_2$ ) кількості ДШВ (роздільна здатність)

і точність  $\sigma_{\theta_B}(i)$  ( $i \in 1, G_2$ ) пеленгації ДШВ. Задача

вибору методу пеленгації ДШВ для комбінованої системи виявлення нешумливої точкової цілі і пеленгації ДШВ полягає в знаходженні значень  $P_A(\ell)$  і  $\sigma_{\theta_A}(\ell)$  ( $\ell \in 1, G_1$ ) і визначенні

$$P_a = \max(P_A(\ell)), \sigma_{\theta_a} = \min(\sigma_{\theta_A}(\ell)), \ell \in 1, G_1,$$

$$P_b = \max(P_B(i)), \sigma_{\theta_b} = \min(\sigma_{\theta_B}(i)), i \in 1, G_2.$$

Вважається, що група А ефективніша групи В, якщо

$$(P_a > P_b) \& (\sigma_{\theta_a} < \sigma_{\theta_b}).$$

В роботі використовуються результати досліджень ефективності параметричних методів, які наведено в роботах [7, 8, 25, 27]. Ефективність непараметричних методів визначається за результатами імітаційного математичного моделювання, яке виконано авторами публікації. Початкові дані і умови для моделювання відповідають умовам експериментів [7, 8, 25, 27]. Під час моделювання непараметричних методів СА використовувалась обґрунтована й практично перевірена програмно-алгоритмічна база АРФ [9, 10, 37].

## 2 МАТЕРІАЛИ І МЕТОДИ

Непараметричні методи СА сканування простору виконують сканування простору таким чином, щоб оцінка  $\hat{S}(\alpha)$  просторового спектру одержувалась як неперервна функція кутової координати  $\alpha$ , причому апріорні припущення про кількість джерел випромінювання не потрібні. У зв'язку з цим вони є більш привабливими для практичного застосування та технічної реалізації. Найбільш просто і компактно СФ переважної більшості методів СА реалізуються АРФ [9, 10]. До таких фільтрів відносяться фільтри із  $2M \times M$  МІХ вигляду (1):

$$\mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{0} \\ \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{N} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де  $\mathbf{H}$  і  $\mathbf{N}^*$  – нижня і верхня трикутні ( $h_{il} = n_{li}^* = 0$  при  $l > i$ )  $M \times M$  матриці, що задовольняють умову (2):

$$\mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} = \mathbf{N} \cdot \mathbf{N}^* = \hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}. \quad (2)$$

Тут і далі зірочка (\*) – символ ермітового спряження.

Опорний вектор  $\mathbf{x}(\alpha)$  ФАР для напрямку аналізу  $\alpha$  з обраного діапазону  $\alpha \in [\alpha_b, \alpha_e]$  перетворюється цим фільтром у  $2M$ -вимірний вихідний вектор

$$\widehat{\mathbf{W}} \mathbf{x}(\alpha) = \begin{bmatrix} \mathbf{p}(\alpha) \\ \mathbf{q}(\alpha) \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} \mathbf{p}(\alpha) &= \widehat{\mathbf{H}} \mathbf{x}(\alpha), \\ \mathbf{q}(\alpha) &= \widehat{\mathbf{N}}^* \mathbf{x}(\alpha). \end{aligned} \quad (3)$$

Властивості (2), (3) АРФ дозволяють реалізувати більшість відомих і нових непараметричних методів СА на одному фільтрі. Так СФ

$$\widehat{S}_1(\alpha) = \left( \mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \widehat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\alpha) \right)^{-1} \quad (4)$$

методу МД [4, 5], допускає на подання у вигляді [9, 10]

$$\widehat{S}_{MD_p}(\alpha) = (\mathbf{p}^* \mathbf{p})^{-1}, \quad \widehat{S}_{MD_q}(\alpha) = (\mathbf{q}^* \mathbf{q})^{-1}, \quad (5)$$

тобто є величиною оберненою до суми вихідних сигналів  $p$  і  $q$  – виходів АРФ.

Як випливає з (5), АРФ дозволяє одночасно сформувати два комплекти кожної СФ. Ця природня «надлишковість» може ефективно використовуватись як для контролю правильності обчислень (шляхом порівняння априорі рівних значень обох СФ  $\widehat{S}_1(\alpha)$ ), так і для підвищення якості СА (за рахунок переходу до середніх значень у загальному випадку різних «однотипних» СФ). Як приклад, останній компонент  $p_M(\alpha)$  вектора  $\mathbf{p}(\alpha)$  й перший компонент  $q_1(\alpha)$  вектора  $\mathbf{q}(\alpha)$  визначають два різновиди СФ методу МЕ Берга [4, 5, 9, 10]:

$$\begin{aligned} \widehat{S}_{ME_p}(\alpha) &= \left| \mathbf{h}_M^* \cdot \mathbf{x}(\alpha) \right|^{-2} = \left| p_M(\alpha) \right|^{-2}, \\ \widehat{S}_{ME_q}(\alpha) &= \left| \mathbf{n}_1^* \cdot \mathbf{x}(\alpha) \right|^{-2} = \left| q_1(\alpha) \right|^{-2}, \end{aligned} \quad (6)$$

де  $\mathbf{h}_M^* = [h_{Mj}]_{j=1}^M$  й  $\mathbf{n}_1^* = [n_{1j}]_{j=1}^M$   $M$ -вимірні останній рядок матриці  $\widehat{\mathbf{H}}$  й перший рядок матриці  $\widehat{\mathbf{N}}^*$  відповідно.

Крім широко відомих СФ Берга і МД Кейпона в літературі зустрічаються методи із СФ вигляду (7):

$$\widehat{S}_3(\alpha) = \frac{\omega_{mm} \cdot \mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \widehat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\alpha)}{\left| \mathbf{e}_m^* \cdot \widehat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\alpha) \right|^2}, \quad m \in 1, M. \quad (7)$$

Спектральна функція  $S_3(\alpha)$  характеризує один з різновидів МАК [9, 10]. Реалізація МАК (7) на АРФ можлива двома варіантами СФ:

$$\widehat{S}_{MAK_p}(\alpha) = \frac{\mathbf{p}_{-M}^* \cdot \mathbf{p}_{-M}}{|p_M|^2}, \quad \widehat{S}_{MAK_q}(\alpha) = \frac{\mathbf{q}_{-1}^* \cdot \mathbf{q}_{-1}}{|q_1|^2}. \quad (8)$$

Як показано в [31], якість пеленгації в ряді випадків можна покращити, якщо використовувати інформацію набору «надрозділяючих» СФ. Досить ємний набір таких СФ отримується на одному АРФ за різних комбінацій квадратів модулів компонент його вихідних векторів (3). Прикладами служать, зокрема, СФ [9]:

$$\widehat{S}_{pp}(\alpha) = \left( \mathbf{p}_{pp}^* \cdot \mathbf{p}_{pp} \right)^{-1}, \quad \widehat{S}_{pq}(\alpha) = \left( \mathbf{q}_{pp}^* \cdot \mathbf{q}_{pp} \right)^{-1}, \quad (9)$$

які формуються «проміжним» числом

$$\vartheta = \text{round}(1 - \chi)M, \quad \chi \in 0, (M-1)/M \quad (10)$$

перших елементів вектора  $\mathbf{p}$  й останніх елементів вектора  $\mathbf{q}$ . В «граничних» випадках  $\chi = 0$  і  $\chi = (M-1)/M$  ( $\vartheta = M$  і  $\vartheta = 1$ ) СФ збігаються із СФ МЕ Берга (6). «Проміжні» різновиди СФ МАК (7, 8), для позначення яких використовується знак (~), описуються виразами:

$$\begin{aligned} \widetilde{S}_{3_p}(\alpha) &= \frac{\mathbf{p}_{\vartheta}^* \cdot \mathbf{p}_{\vartheta}}{\mathbf{p}_{pp}^* \cdot \mathbf{p}_{pp}}, \quad \widetilde{S}_{3_q}(\alpha) = \frac{\mathbf{q}_{\vartheta}^* \cdot \mathbf{q}_{\vartheta}}{\mathbf{q}_{pp}^* \cdot \mathbf{q}_{pp}}, \\ \widetilde{S}_{3_p}(\alpha) &= \frac{\mathbf{p}^* \cdot \mathbf{p}}{\mathbf{p}_{pp}^* \cdot \mathbf{p}_{pp}}, \quad \widetilde{S}_{3_q}(\alpha) = \frac{\mathbf{q}^* \cdot \mathbf{q}}{\mathbf{q}_{pp}^* \cdot \mathbf{q}_{pp}}. \end{aligned} \quad (11)$$

За необхідністю набір СФ можна поповнити й іншими СФ, які також сформовані з комбінацій квадратів модулів компонент вихідних векторів (3) АРФ. Нижче порівнюється ефективність розглянутих «надрозділяючих» методів СА з новими параметричними методами [25–36] в процесі розв'язання інформаційної задачі розділення-вимірювання [3].

### 3 ЕКСПЕРИМЕНТИ

Можливості «надрозділяючих» методів СА аналізуються на прикладі  $M$ -елементної ФАР, яка приймає шумові коливання  $n$  неперервних точкових незалежних ДШВ. Вхідна реалізація, на основі аналізу якої приймається рішення про відсутність або наявність джерел та їхні параметри, задається вибіркою  $\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}_k]_{k=1}^K$   $K \geq 1$  гаусівських (нормальних) взаємозалежних  $M$ -вимірних векторів  $\mathbf{Y}_k = [y_i^{(k)}]_{i=1}^M$  комплексних амплітуд вихідних коливань  $M$  елементів (модулів) ФАР у  $K$  дискретних моментах часу з однаковою істинною  $M \times M$  КМ, яка допускає подання у вигляді [3–5]

$$\Phi = \overline{\mathbf{Y}_k \mathbf{Y}_k^*} = \mathbf{I}_M + \mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{F}^*, \quad k \in 1, K; \quad (12a)$$

$$\overline{\mathbf{Y}}_k = 0, \mathbf{Y}_k \mathbf{Y}_l^* = \Phi \delta_{kl}, \quad (12б)$$

$$\delta_{kk} = 1, \delta_{kl} = 0, k \neq l; k, l \in 1, K;$$

$$\mathbf{x}(\alpha_i) = [x_l(\alpha_i)]_{l=1}^M, i \in 1, n, \quad (12в)$$

$$\mathbf{F} = [\mathbf{x}(\alpha_i)]_{i=1}^n, \mathbf{h} = \text{diag}[h_i]_{i=1}^n.$$

Тут і далі риска зверху – символ статистичного усереднення.

Вираз (12) відповідає взаємній незалежності власних шумів  $M$  приймальних елементів з однаковою (прийнятою за одиницю) дисперсією і некорельованості випромінювань  $n$  зовнішніх джерел з відносними (по відношенню до рівня власних шумів елементів) потужностями  $h_i (i \in 1, n)$ . Вектори-стовпці  $\mathbf{x}(\alpha_i)$   $M \times n$  матриці  $\mathbf{F}$  (12в) описують АФР по апертурі випромінювань ДШВ з «напрямоків»  $\alpha_i (i \in 1, n)$ .

Непараметричні методи СА використовують нестатистичну процедуру аналізу просторового спектра шумових випромінювань. Вона полягає в формуванні в точках  $\alpha$  із вибраного сектора  $(\alpha_n, \alpha_k)$  СФ  $\hat{S}(\alpha)$  відповідних методів СА і подальшого пошуку їхніх локальних максимумів. Кількість максимумів далі ототожнюється з кількістю  $n$  джерел випромінювань у цьому секторі, а їхні координати  $\alpha_l$  і значення  $\hat{S}(\alpha_l) (l \in 1, n)$  – з напрямками і відносними інтенсивностями  $h$  джерел випромінювань [4, 5]. У цьому випадку два ДШВ вважаються розділеними за критерієм Релея, якщо «глибина провалу» між максимумами  $\hat{S}(\alpha_l) (l \in 1, 2)$ , що визначається параметром

$$\hat{\gamma} = \frac{\hat{S}(\alpha_l)}{\hat{S}(\alpha_{cep})}, l \in 1, 2, \alpha_{cep} = (\alpha_1 + \alpha_2) / 2, \quad (13)$$

перевищує априорі вибраний поріг  $\gamma_0$  (зазвичай  $\gamma_0 = (1 \div 3)$  дБ).

Розділення-вимірювання більшістю параметричних методів, зокрема, проєкційними методами ESPRIT, MUSIC з його модифікаціями, полягає в попередній оцінці кількості  $n$  ДШВ з подальшим визначенням напрямків на ДШВ за власними числами і векторами КМ.

Додаткові операції оцінки кількості  $n$  ДШВ, що входить до процедури пеленгації параметричними методами СА, збільшують загальні обчислювальні витрати для отримання результату пеленгації. Як приклад, для лінійних АР пеленгація методом MODE [22] реалізується аналізом власних значень КМ вхідних дій із обчислювальними витратами  $(0,5(M+1)MK)$ , де  $M$  і  $K$  – кількість елементів АР і навчальних векторів відповідно [22]. Це приблизно в  $0,5M$  раз більше, ніж потрібно для непараметричного методу Кейпона.

У методі МРМ [7, 8] на відміну від методів MUSIC і ESPRIT не потрібно обчислювати власні числа і век-

тори КМ для поділу на шумовий й сигнальний підпростори. Для цього достатньо оцінити степінь і корені мінімального багаточлена КМ сигналів в елементах АР та сформувати матричний проєктор на шумовий підпростір. Степінь  $m$  даного багаточлена пов'язаний із кількістю  $j$  джерел сигналів ( $J = m - 1$ ), а проєктор використовується для оцінки кутових координат цих джерел. Такі властивості МРМ за прийнятних значеннях ймовірності правильного розділення і похибок пеленгації можуть бути визначальними для вибору методу пеленгації в комбінованій системі виявлення нешумливих цілей і пеленгації джерел шумових випромінювань.

Експериментальні дослідження проводились шляхом імітаційного математичного моделювання і полягали в порівнянні ймовірності  $P$  правильного визначення кількості (роздільної здатності) та похибок  $\sigma_\theta$  пеленгації ДШВ методами МД,  $\tilde{C}_{3p}(\alpha)$ , АРФ-набором за стратегією «5 із 17» з параметричними методами. Вважалося, що АРФ-набір (п. 2) використовує  $Q = 17$  методів розділення  $n$  ДШВ. Джерела вважаються розділеними, якщо не менш  $z = 5$  методів вказали одне й те саме значення  $n$  джерел (стратегія розділення «5/17»).

#### 4 РЕЗУЛЬТАТИ

На рис. 1, 2 для ситуації двох рівнопотужних ДШВ показано залежності ймовірності  $P$  від інтенсивності ДШВ  $\nu$  в елементі лінійної еквідистантної АР з  $M = 50$  (рис. 1) і  $M = 10$  (рис. 2) елементами. Відносна (відносно ширини ДС антени) відстань між ДШВ дорівнювала  $\Delta = 0,5$  (рис. 1) і  $\Delta = 0,8$  (рис. 2). Назви кривих на рисунках відповідають назвам методів СА, що досліджувались. Графіки для методу МРМ на рис. 1 відтворено з роботи [7], а на рис. 2 – з роботи [8]. Для зручності подальших обговорень результатів на графіках наведена шкала значень  $q = M\nu$ , які характеризують ВСШ на виході АР.

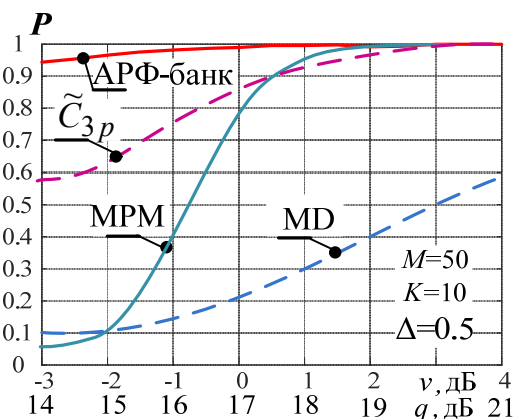


Рисунок 1 – Ймовірність правильної оцінки кількості ДШВ методами СА згідно з [7]

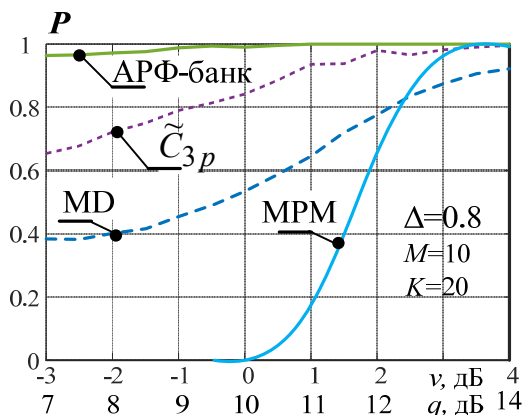


Рисунок 2 – Імовірність правильної оцінки кількості ДШВ методами СА згідно з [8]

Рисунки 3, 4 ілюструють ефективність методів під час використання розріджених АР.

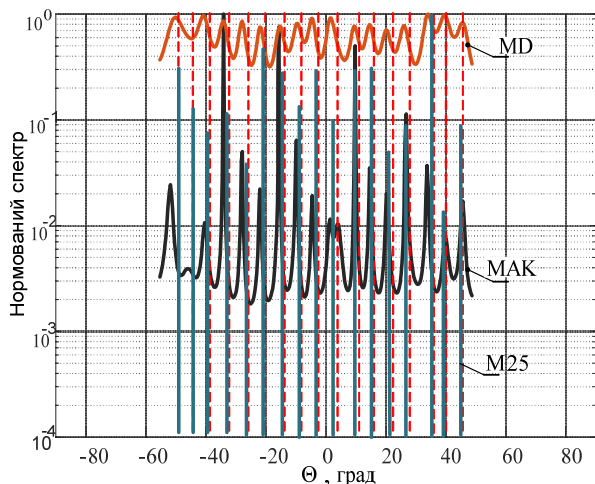


Рисунок 3 – Розділення 17-ї ДШВ АР з 10 датчиками різними методами СА

На рис. 3. показано СФ методу, який запропоновано в роботі [25] (далі, метод M25), і методів МАК, МД для ситуації, коли кількість ДШВ ( $n = 17$ ,  $v_i = 0$  дБ), кількість приймальних елементів АР  $M = 10$ , а кількість навчальних векторів –  $K = 800$ . Положення елементів АР:  $[0, 3, 5, 6, 9, 10, 12, 15, 20, 25] \lambda/2$ . З геометрії АР випливає, що віртуальна ширина АР дорівнює  $25 \lambda/2$ , а її ширина діаграми спрямованості (ДС) становить  $\Delta = 4,5^\circ$ .

На цих рисунках вертикальні штрихові лінії вказують справжні напрямки на ДШВ, крива M25 вказує оціночну спектральну лінію (СЛ) методу M25, крива МАК – СЛ методу МАК, крива МД – СЛ методу МД.

На рис. 4 наведено залежності ймовірності правильного розділення  $P$  двох ( $n = 2$ ) ДШВ від їхньої потужності  $v$ , дБ для ситуації лінійної нееквідистантної АР з  $M = 10$  датчиками, які розташовані на відстанях в  $[0,5; 1,0; 3,0; 3,5; 6,0; 6,5; 7,0; 7,5; 8,0; 10,0]$  одиниць півхвиль [27]. Кутова відстань між ДШВ  $\Delta/2$ , кількість навчальних векторів –  $K = 200$ .

© Атаманський Д. В., Рябуха В. П., Карташов В.М., Семеняка А. В., Прокопенко Л. В., 2022  
 DOI 10.15588/1607-3274-2022-1-1

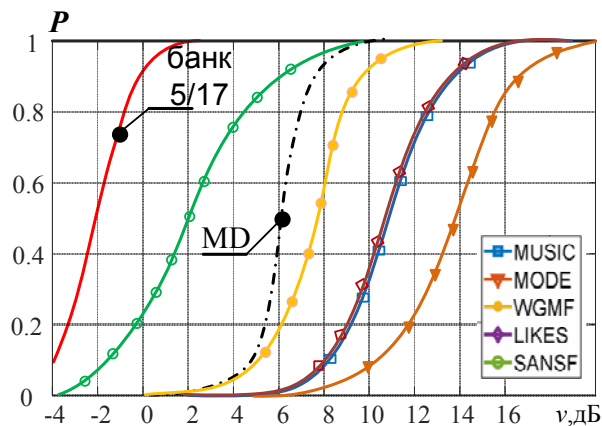


Рисунок 4 – Ефективності розділення методів СА

Імовірності розділення параметричними методами SANSF, MUSIC, WGMF[27], LIKES [36], MODE [22] порівнюються з імовірністю методу МД та АРФ-набору, що працює за критерієм розділення «5/17».

Результати порівняння точності пеленгації методами МД і МАК та параметричними методами ілюструються рис. 5. Тут  $\sigma_\theta$  СКП пеленгації ДШВ, яка визначається виразом [25]

$$\sigma_\theta = \sqrt{\frac{1}{LK} \sum_{\ell=1}^L \sum_{i=1}^n (\hat{\theta}_{i,\ell} - \theta_i)^2}, \quad (14)$$

де  $L = 1000$  – загальна кількість випробувань,  $\hat{\theta}_{i,\ell}$  – оцінка координати  $i$ -го джерела в  $\ell$ -м випробуванні.

На рис. 5а наведено залежності СКП (14) оцінки напрямків від потужності  $v$  ДШВ в елементі АР при фіксованому значенні  $K = 200$ , а на рис. 5б – залежності СКП (14) від об'єму вибірки  $K$  при фіксованому  $v = 10$  дБ.

Порівнюються ефективності методу МД, MUSIC, WGMF [27], LIKES [36] і MODE. Крива CRLB відображає мінімально можливу СКП (межу Крамера-Рао) для ситуації, яка розглядається. Використовується АР із прикладу рис. 4. Пеленгуються три некорельорованих ДШВ з однаковою амплітудою й координатами  $[-34,2; 1,5; 35,8]$ .

## 5 ОБГОВОРЕННЯ

Як видно з рис. 1 метод МД помітно поступається MPM [7], що відмічалось у висновках роботи [7]. Однак АРФ-методи і АРФ-набір дозволяють отримати ймовірності розділення більші за ймовірності MPM. Подібні результати отримані і в іншій модельній ситуації ( $\Delta = 0,8$ ,  $M = 10$ ,  $K = 20$ ) в ході використання МП оцінки КМ вхідних дій (рис. 2). Відзначимо також що, при  $q = Mv = 10$  дБ імовірність розділення методу МД складає  $P = 0,5$ , що співпадає з теоретичними викладками роботи [10]. Там показано, якщо рішення про розділення в двосигнальній ситуації ухвалюється за критерієм Релея (13), то за будь-яких

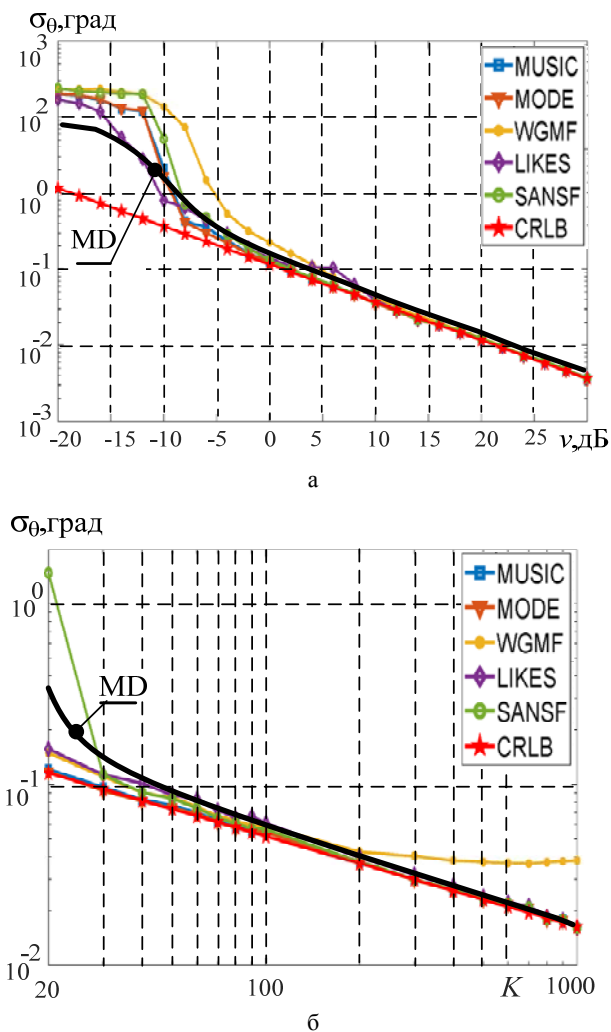


Рисунок 5 – Показники СКВ у ході порівняння оцінок координат ДШВ

значень  $\delta = K - M > 0$  вибірки і значеннях  $\alpha_1 \neq \alpha_2$  випадковий параметр  $\hat{\gamma}(\alpha_1, \alpha_2) = \hat{S}(\alpha_1) / \hat{S}(\alpha_2)$  буде не нижче свого істинного значення  $\gamma(\alpha_1, \alpha_2) = S(\alpha_1) / S(\alpha_2)$  з фіксованою ймовірністю  $P = 0,5$ . Дійсно, як показано в [10], при  $q = Mv = 10$  дБ і  $\Delta = 0,8$  справжнє значення  $\gamma(\alpha_1, \alpha_2) = 2$ . Тоді ймовірність розділення за (13) повинна складати  $P = 0,5$ , що ілюструється рис. 2.

Зазначимо, що метод MPM може використовуватись в умовах малих ( $K < M$ ) (рис. 1) навчальних вибірок без обмежень на геометрію AP, що є безперечною перевагою даного методу перед непараметричними методами. Останні формують СФ на основі матриці, оберненої до КМ вхідних дій. Для її оцінювання в загальному випадку (без додаткового перетворення КМ, наприклад, регуляризації [37]) необхідно  $K \geq M$ . Вимоги можуть зменшити за наявності специфіки КМ (персиметрія, теплицева матриця), яка обумовлена геометрією AP, але не завжди присутня на практиці.

Багато публікацій останніх років [25–30, 32–36] присвячено методам пеленгації  $N > M$  ДШВ антенними решітками із спеціально підібраними відстанями ( $d > \lambda/2$ ) між елементами AP (AP із розрідженим масивом елементів). Висока ефективність розділення запропонованих методів ілюструється порівнянням з відомими параметричними методами (SS-MUSIC [21], LRD [32], LACCO [33] и OGSI [34]) в умовах значних об'ємів навчальних вибірок (як приклад, у [25] використовується  $K = 800$ ). Тоді в першому наближенні КМ вхідних дій можна вважати близькою до справжньої. В цих обставинах параметричні методи формують теоретично надзвичайно тонкі «піки» СФ при незначних потужностях  $v$  ДШВ, що обумовлює їхні переваги в роздільній здатності і точності пеленгації над непараметричними методами. Так, у ситуації двох ( $n = 2$ ) близько розташованих ДШВ із координатами  $-31,25^\circ$  і  $-29,64^\circ$ , що відповідає кутовій відстані між джерелами  $\approx 0,35\Delta$ , методу M25 достатньо ВСШ  $q = 10$  дБ [25]. Водночас згідно з даними [10] для розділення непараметричними методами необхідно  $q = 28$  дБ (МАК) і  $q = 42$  дБ (МД).

Однак ефективність розділення в умовах обмеженого об'єму навчальних вибірок мало відрізняється від ефективності параметричних методів рис. 4. Видно, що класичний метод МД у даній модельній ситуації поступається методу SANSF – кращому з параметричних методів. Однак ці переваги при  $P = 0,9$  складають лише 2 дБ. За необхідності підвищити ефективність розділення можна використати APФ-набір методів. Як видно з рис. 3, параметричні методи можуть виявляти ДШВ, кількість яких більше кількості елементів AP. Аналогічне завдання можуть вирішувати й непараметричні методи (рис. 3). Тільки ці методи формують СФ значно простіше, ніж, наприклад, метод M25 з дев'яти кроковою процедурою формування СФ [25].

Таким чином, за ефективністю визначення кількості ДШВ, непараметричні методи в умовах помітно великих об'ємів навчальних вибірок поступаються параметричним, оскільки останні формують теоретично надзвичайно тонкі «піки» СФ при незначних потужностях  $v$  ДШВ. Ці переваги істотно зникають в умовах обмежених (малих) об'ємів вибірок.

Такі ж властивості непараметричних методів проявляються в процесі пеленгації ДШВ, що підтверджується графіками рис. 5. Видно, що непараметричні методи за величиною похибки пеленгації майже не поступаються параметричним методам, а в умовах малих навчальних вибірок ( $K < 50$ ) навіть їх переважають.

Специфічною особливістю параметричних методів, потенційно більш ефективних непараметричних, є врахування апріорної інформації про збіг рангу сигнальної складової КМ гаусівських вихідних сигналів  $M > 1$  просторових каналів приймання з кількістю  $n < M$  зовнішніх незалежних ДШВ.

Такий збіг відсутній у ситуації неідентичних каналів приймання. Тут під неідентичністю каналів приймання розуміється відмінність у центральних частотах і шириних смуг пропускання каналів приймання, які характеризуються відносними відхиленнями  $\mu_i = f_i/F_0$  та  $\nu_i = \Delta f_i/F$  центральної частоти  $f_i$  і ширини смуги пропускання  $\Delta f_i$   $m$ -го каналу від номінального значення центральної частоти  $F_0$  і ширини смуги  $F$ .

В умовах неідентичних каналів приймання реальні можливості параметричних методів і створених на їхній основі наборів (п. 2) методів можуть бути суттєво нижче потенційних, у зв'язку з чим їхні практичні переваги не настільки очевидні.

Дійсно, нехай  $\mathbf{v}(t) = [v_m(t)]_{m=1}^M$  –  $M$ -вимірний вектор імпульсних характеристик (ІХ)  $M$  просторових каналів приймання. Тоді КМ  $\Phi_1$  сигналів на їхніх виходах може бути подана у вигляді [38]

$$\Phi_1 = [\varphi_{ij}]_{i,j=1}^M = \Phi \otimes \mathbf{A}, \quad \varphi_{ij} = \varphi_{ij}^{(ix)} a_{ij}, \quad (15)$$

де

$$\mathbf{A} = [a_{ij}]_{i,j=1}^M = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{v}(t) \mathbf{v}^*(t) dt \quad (16)$$

– КМ ІХ каналів приймання;  $\otimes$  – символ поелементного перемножування матриць (добуток Шура-Адамара);  $\Phi$  – КМ сигналів в умовах ідентичних ІХ просторових каналів приймання.

Без втрати загальності будемо вважати, що в матриці  $\mathbf{A}$  (16) діагональні елементи

$$a_{mm} = \int_{-\infty}^{\infty} |v_m(t)|^2 dt = 1 \quad \text{за всіх } m \in 1, M,$$

де

$$\Phi_1 = \mathbf{I}_M + \mathbf{C}, \quad \mathbf{C} = \mathbf{H}\mathbf{F}^* \otimes \mathbf{A}. \quad (17)$$

Тоді ефективний ранг КМ  $\Phi_1$  (17) визначається рангом матриці  $\mathbf{C}$  і дорівнює [38]

$$r_C = \text{rank } \mathbf{C} = \min \{ M, n \cdot r_A \} \geq n, \quad (18)$$

де  $r_A$  – ранг матриці  $\mathbf{A}$ .

Можна показати, що за ідентичних каналів приймання КМ ІХ  $\mathbf{A}$  (16) має ранг  $r_A = 1$ . У цьому випадку ефективний ранг  $r_{\Phi_1}$  матриці  $\Phi_1$  (17) дорівнює ефективному рангу  $r_{\Phi}$  матриці  $\Phi$  (12) і збігається із кількістю ДШВ  $n < M$  ( $r_{\Phi} \neq r_{\Phi_1} = n$ ). Однак за неідентичних каналів приймання  $r_A > 1$  і такого збігу

немає ( $r_{\Phi_1} = r_{\Phi} = n$ ). Матриця  $\mathbf{C}$  поряд з  $n$  ненульовими «корисними» (сигнальними) власними значеннями (в.з.) має й  $n(r_A - 1)$  «паразитних» в.з. Їхній рівень визначається ступенем неідентичності ІХ каналів приймання, просторовим розташуванням і інтенсивністю ДШВ [38]. Зокрема, для рівнопотужних ДШВ ( $h_i = h, i \in 1, n$ ) матриця  $\mathbf{C}$  має вигляд

$$\mathbf{C} = h\mathbf{S}, \quad \mathbf{S} = \mathbf{F}\mathbf{F}^* \otimes \mathbf{A}, \quad (19)$$

і всі її в.з., у тому числі і «паразитні», дорівнюють

$$\lambda_m^{(\mathbf{C})} = h\lambda_m^{(\mathbf{S})}, \quad m \in 1, M, \quad (20)$$

тобто пропорційні в.з.  $\lambda_m^{(\mathbf{S})}$  матриці  $\mathbf{S}$  (19).

Як приклад, на рис. 6 показано залежності в.з.  $\lambda_m^{(\Phi_1)} = 1 + h\lambda_m^{(\mathbf{S})}$  ( $m \in 1, 10$ ) матриці  $\Phi_1$  (17) від інтенсивності  $h$  двох ( $n = 2$ ) рівнопотужних ДШВ при фіксованих параметрах неідентичності (середньоквадратичного відхилення (СКВ)  $\sigma_{\mu} = 0.005$  центральної частоти і ширини смуги пропускання  $\sigma_{\nu} = 0$ ). Видно, що зростання інтенсивності ДШВ  $h$  супроводжується збільшенням ефективного рангу (кількості в.з., що помітно перевершує одиницю) матриці  $\Phi_1$  (17). Так, уже при  $h \geq 20$  дБ цей ранг не менше трьох і не збігається із кількістю ДШВ. Очевидно, що при більших значеннях  $h$  ефективний ранг  $\Phi_1$  не буде збігатися із кількістю ДШВ  $n$  при менших значеннях  $\sigma_{\mu}$ .

За цією причиною в умовах неідентичних каналів приймання, коли  $\lim_{K \rightarrow \infty} \hat{\Phi} = \Phi \neq \Phi_1$ , і, отже,  $r_C > n$ , висока якість визначення ефективного рангу  $r_C$ , властива, наприклад, критерію Шварца-Ріссанена (MDL), робить його практично непридатним для оцінки числа ДШВ.

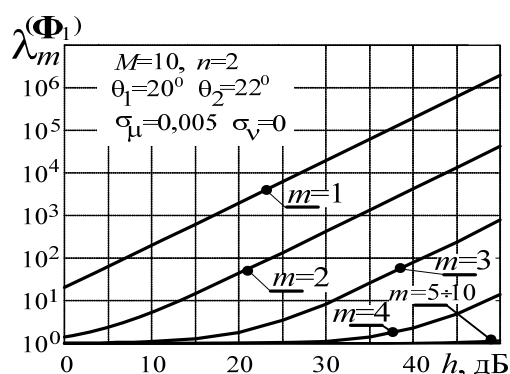


Рисунок 6 – Власні значення КМ вихідних сигналів каналів приймання  $\Phi_1$  (17)

Дійсно, в MDL-критерії кількість ДШВ  $\hat{n}$  є розв'язком оптимізаційної задачі [16]

$$\hat{n} = \underset{p}{\operatorname{argmin}} \left( -K \ln \frac{\prod_{m=p+1}^M \hat{\lambda}_m^{(\hat{\Phi})}}{\left( \frac{1}{M-p} \sum_{m=p+1}^M \hat{\lambda}_m^{(\hat{\Phi})} \right)^{M-p}} + \frac{1}{2} p(2M-p) \ln K \right), \quad (21)$$

де  $\hat{\lambda}_m^{(\hat{\Phi})}$  – в.з.  $M \times M$  оціночної КМ  $\hat{\Phi}$  вихідних сигналів приймальних каналів.

З (21) випливає, що оцінка кількості ДШВ  $\hat{n}$  залежить від флуктуацій оцінок в.з. КМ  $\hat{\Phi}$ , які на практиці можуть бути занадто великими.

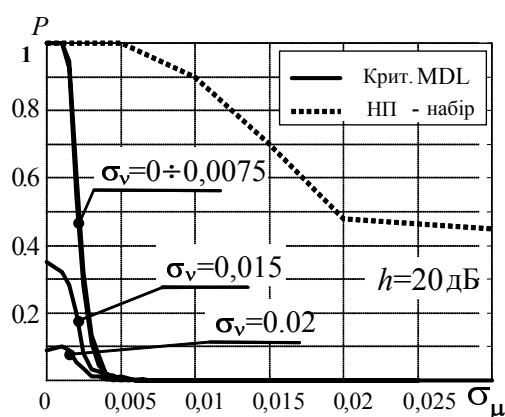


Рисунок 7 – Залежності ймовірності правильного розділення ДШВ від параметрів неідентичності каналів приймання ФАР

Це наочно ілюструється на рис. 7, де показані граничні ймовірності правильного розділення за критерієм MDL (21) (суцільні криві) і набором непараметричних («НП – набором») методів (штрихові криві) двох ( $n = 2$ ) рівнопотужних ДШВ з відносними інтенсивностями  $h = 20$  дБ. Термін «граничні» введено через використання замість оцінок в.з.  $\hat{\lambda}_m^{(\hat{\Phi}_1)}$  ( $m \in 1, M$ ) матриці  $\Phi_1$  (17) їхніх істинних значень  $\lambda_m^{(\Phi_1)}$ . Видно, що вже при незначному рівні неідентичності (значеннях  $\sigma_\mu$  і  $\sigma_v$ ) ефективність оцінювання числа ДШВ за MDL – критерієм помітно знижується. Так, ймовірність правильного розділення  $P$  на його основі стає близькою до нуля вже при  $\sigma_\mu \approx 0,004$ .

В той же час аналогічна неідентичність значно менше знижує роздільну здатність «НП-набору» методів, в якому оцінка кількості джерел не базується на аналізі ефективного рангу оцінки  $\hat{\Phi}$  КМ  $\Phi$ . Як показують розрахунки й моделювання, ці висновки справедливі не тільки стосовно роздільної здатності, але й точності вимірювання координат ДШВ. Крім цього, «НП-набір» не вимагає розв'язку складної задачі визначення власних чисел і векторів КМ, роз-

мір якої може бути досить великий. Він виявляється й більш простим для технічної реалізації. Тому саме «НП-набір» методів (п. 2) може бути рекомендований для практичної реалізації плідної ідеї комбінованої пеленгації джерел шумових випромінювань.

## ВИСНОВКИ

У статті вирішено задачу вибору методу (алгоритму) пеленгації ДШВ для комбінованої системи виявлення нешумливої точкової цілі і пеленгації ДШВ.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в тому, що набула подальшого розвитку теорія і техніка СА випадкових процесів з ДЕС, а саме: вперше проведено порівняльний статистичний аналіз ефективності різних груп «надрозділяючих» методів СА по відтворенню ДЕС в умовах параметричної апріорної невизначеності і недосконалості каналів приймання, що дозволило за сукупністю критеріїв відібрати доцільний для практичного застосування в КСВП. Показано, що з цих умов за ефективністю визначення кількості ДШВ (роздільною здатністю) і точністю пеленгації ДШВ методи першої групи (непараметричні) майже не поступаються відомим і новим методам другої групи (параметричним). Однак зі зростанням ступеня неідентичності каналів приймання методи другої групи стають практично непрацездатними.

Практична цінність полягає в тому, що обґрунтований спосіб практичної реалізації непараметричних методів СА на єдиній структурно-алгоритмічній основі АРФ, що є основою комбінованої системи виявлення нешумливої точкової цілі і пеленгації ДШВ, і приблизно вдвічі спрощує обробку прийнятих сигналів і зберігає «робастність» методів СА до реальних умов вибірок обмеженого об'єму.

В подальшому доцільно розглянути ефективність вказаної комбінованої системи в умовах дії пасивних завад, наприклад, відбиттів від місцевих предметів.

## ПОДЯКА

Робота проведена за підтримки держбюджетної науково-дослідної роботи Харківського національного університету радіоелектроніки «Методи і засоби виявлення безпілотних літальних апаратів системи захисту військових і критично важливих об'єктів інфраструктури» (№ держ. реєстрації – 0121U109998).

## ЛІТЕРАТУРА / ЛИТЕРАТУРА

1. Фединин В. В. Статистический анализ многоканальной адаптивной системы с корреляционными обратными связями / В. В. Фединин // Радиотехника и электроника. – 1982. – №8. – С. 120–133.
2. Atamanskiy D. V. Noise emissions sources direction-finding in the process of their background air threats detection in radars with phased antenna array / D. V. Atamanskiy // Radioelectronics and Communications Systems. – 2017. – Vol. 60, Issue 7. – P. 303–311. <https://doi.org/10.3103/S0735272717070032>.
3. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справочник / [Я. Д. Ширман и др.]; под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Радиотехника. 2007. – 512 с.



4. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С. Л. Марпл-мл. : [пер. с англ.]. – М. : Мир. 1990. – 584 с.
5. Stoica P. Introduction to Spectral Analysis / P. Stoica, R. Moses. – New Jersey : Prentice Hall, 1997. – 319 p.
6. Нечаев Ю. Б. Оценка границы Крамера-Рао выпуклых антенных решеток с направленными излучателями для радиопеленгации / Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков, Н. А. Фортунова // Вісник НТУ. – 2018. – Т. 75. – С. 16–24.
7. Метод минимального многочлена для оценки параметров сигналов, принимаемых антенной решеткой / [В. Т. Ермолаев, А. Г. Флакман, А. В. Елохин, В. В. Купцов] // Акустический журнал. – 2018. – Т. 64, № 1. – С. 78–85. DOI: 10.7868/S0320791918010057.
8. Шмонин О. А. Обобщение сверхразрешающего метода минимального многочлена для пеленгации целей в условиях пространственно-окрашенного шума и помех / О. А. Шмонин // Журнал радиоэлектроники. – 2021. – №1. – С. 1–23. [https:// doi.org/10.30898/1684-1719.2021.1.3](https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.1.3).
9. Леховицкий Д. И. Разновидности «сверхразрешающих» анализаторов пространственно-временного спектра случайных сигналов на основе обесцараживающих адаптивных решетчатых фильтров / Д. И. Леховицкий, Д. В. Атаманский, И. Г. Кириллов // Антенны. – 2000. – Вып. 2 (45). – С. 40–54.
10. Lekhovytskiy D. I. Statistical analysis of “superresolving” methods for direction-of-arrival estimation of noise radiation sources under finite size of training sample / D. I. Lekhovytskiy, Y. S. Shifrin // Signal Processing. – 2013. – Vol. 93, Issue 12. – P. 3382–3399. [doi.org/10.1016/j.sigpro.2013.03.008](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2013.03.008).
11. Шевченко М.Е. Особенности применения метода ESPRIT при различных конфигурациях антенных решеток / [М.Е.Шевченко, А. В. Горовой, В. М. Балашов, С. Н. Соловьев] // Вопросы радиоэлектроники. – 2020. – № 12. – С. 30–37. [doi.org/10.21778/2218-5453-2020-12-30-37](https://doi.org/10.21778/2218-5453-2020-12-30-37).
12. Lagovsky B. A. Regression methods of obtaining angular superresolution / B. A. Lagovsky, A. B. Samokhin, Y. V. Shestopalov // URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (AP-RASC), conf. proc. – Publisher : IEEE conference paper. – New Delhi, India, 2019 DOI: 10.23919/URSIAP-RASC.2019.8738539.
13. Al-Azzo M. F. Estimation of location and separation between acoustic emitting sources: a comparison between classical and modern methods / M. F. Al-Azzo, Azzah T Qaba // Conference: 6th International Conference on Natural Language Processing, 2020. DOI:10.5121/csit.2020.100411.
14. Mathematical analysis and improvement of the maximum spatial eigenfilter for direction of arrival estimation / [P. R. Lemos, L. E. Silva, H. V. Flôres, J. A. Kunzler] // Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. – 2021. – № 20 (1). – P. 76–91. <https://doi.org/10.1590/2179-10742021v20i1874>.
15. P. Stoica. Mode, maximum likelihood and Cramer-Rao bound: conditional and unconditional results / P. Stoica, A. Nehorai // International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1990. – Vol. 5. – P. 2715–2718. DOI: 10.1109/ICASSP.1990.116186.
16. P.Stoica. MUSIC, maximum likelihood and Cramer-Rao bound: further results and comparisons / P. Stoica, A. Nehorai // IEEE Trans. ASSP. – 1990. – № 38. – P. 2140–2150. DOI: 10.1109/29.61541.
17. Stoica P. Novel eigenanalysis method for direction estimation / P. Stoica, K. Sharman // IEE Proc. F (Radar Signal Process. – 1990. – № 137. – P. 19–26. DOI: 10.1049/ip-f-2.1990.0004.
18. P. Stoica. Maximum likelihood methods for direction-of-arrival estimation/ P. Stoica, K. C. Sharman. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – July 1990. – Vol. 38, № 7. – P. 1132–1143. DOI: 10.1109/29.57542.
19. Digital Monopulse Beamforming for Achieving the CRLB for Angle Accuracy / [R. Takahashi, T. Inaba, T. Takahashi, H. Tasaki] // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – Feb. 2018. – Vol. 54, № 1. – P. 315–323. DOI: 10.1109/TAES.2017.2756519.
20. Sparse non-negative super-resolution-simplified and stabilised / [Eftekhari A., Tanner J., Thompson A. et al.] // Applied and Computational Harmonic Analysis. – 2021. – № 50. – P. 216–280. //DOI.org/10.1016/j.acha.2019.08.004
21. Pal P. Coprime sampling and the music algorithm / P. Pal, P. P. Vaidyanathan // Digital Signal Processing and Signal Processing Education Meeting (DSP/SPE). – 2011. – P. 289–294. DOI: 10.1109/DSP-SPE.2011.5739227.
22. Jian Li Comparative study of IQML and MODE direction-of-arrival estimators / Jian Li, Stoica P., Zheng-She Liu // IEEE Transactions on Signal Processing. – Jan. 1998. – Vol. 46, № 1. – P. 149–160. DOI: 10.1109/78.651203.
23. Kou J. A robust DOA estimator based on compressive sensing for coprime array in the presence of miscalibrated sensors / J. Kou, M. Li, C. Jiang // Sensors. – 2019. – № 19. – P. 3538. [https:// doi.org/10.3390/s19163538](https://doi.org/10.3390/s19163538)
24. Lagovsky B. A. Creating two-dimensional images of objects with high angular resolution / B. A. Lagovsky, A. B. Samokhin, Y. V. Shestopalov // IEEE Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation, Conf. Publications. – 2018. – P. 114–115. DOI:10.1109/APCAP.2018.8538220.
25. A sparse-based off-grid DOA estimation method for coprime arrays / [W. Si, F. Zeng, C. Hou, Z. Peng] // Sensors. – 2018. – № 18. – P. 3025. DOI:10.3390/s18093025.
26. Das A. Comparison of two hyperparameter-free sparse signal processing methods for direction-of-arrival tracking in the HF97 Ocean Acoustic Experiment / A. Das, D. Zachariah, P. Stoica // IEEE J. Ocean. Eng. – 2018. – № 43. – P. 725–734. DOI:10.1109/JOE.2017.2706100.
27. Chundi Zheng Sparsity-aware noise subspace fitting for DOA estimation / Chundi Zheng, Huihui Chen, Aiguo Wang // Sensors. – 2020. – № 20(1). – P. 81. <https://doi.org/10.3390/s20010081>.
28. Two-dimensional DOA estimation for three-parallel nested subarrays via sparse representation / [W. Si, Z. Peng, C. Hou, F. Zeng] // Sensors. – 2018. – № 18. – P. 1861. DOI:10.3390/s18061861.
29. A novel block sparse reconstruction method for DOA estimation with unknown mutual coupling / [X. Zhang, T. Jiang, Y. Li and Y. Zakharov] // IEEE Communications Letters. – Oct. 2019. – Vol. 23. – № 10. – P. 1845–1848. DOI: 10.1109/LCOMM.2019.2929384.
30. Lekhovytskiy D. I. Adaptive lattice filters for systems of space-time processing of non-stationary Gaussian processes/ D. I. Lekhovytskiy // Radioelect. and Communic. Systems. – 2018. – Vol. 61, № 11. – P. 477–514. DOI:10.20535/S0021347018110018.
31. Gershman A. B. Pseudo-randomly generated estimator banks: a new tool for improving the threshold performance of direction finding / A. B. Gershman // IEEE Trans. Signal

- Process. – May 1998. – P. 1351–1364. DOI: 10.1109/78.668797.
32. Pal P. A grid-less approach to underdetermined direction of arrival estimation via low rank matrix denoising / P. Pal, A. B. Gershman // IEEE Signal Processing Letters. – June 2014. – Vol. 21, № 6. – P. 737–741. DOI: 10.1109/LSP.2014.2314175.
33. Zhang Y. D. Sparsity-based DOA estimation using co-prime arrays / Y. D. Zhang, M. G. Amin, B. Himed // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 2013. – P. 3967–3971. DOI: 10.1109/ICASSP.2013.6638403.
34. Yang Z. Off-grid direction of arrival estimation using sparse bayesian inference / Z. Yang, L. Xie, C. Zhang // IEEE Transactions on Signal Processing. – Jan.1, 2013. – Vol. 61. – P. 38–43. DOI: 10.1109/TSP.2012.2222378.
35. Xu X. DOA estimation based on sparse signal recovery utilizing weighted l1-norm penalty / X. Xu, X. Wei, Z. Ye // IEEE Signal Processing Letters. – March 2012. – Vol. 19, № 3. – P. 155–158. DOI: 10.1109/LSP.2012.2183592.
36. Stoica P. Spice and likes: two hyperparameter-free methods for sparse-parameter estimation / P. Stoica, P. Babu // Signal Process. – 2012. – № 92. – P. 1580–1590. <https://DOI.org/10.1016/j.sigpro.2011.11.010>.
37. Выбор параметров ленточно-диагональной регуляризации оценок максимального правдоподобия корреляционных матриц гауссовых помех и обратных к ним / [В. П. Рябуха, А. В. Семеняка, Е. А. Катюшин, Д. В. Атаманский] // Вісті вищих учбових закладів. Радіоелектроніка. – 2021. – № 64(5). – С. 263–274. <https://doi.org/10.20535/s0021347021050010>.
38. Абрамович Ю.И. Выделение независимых источников излучения в неэквидистантных антенных решетках / Ю. И. Абрамович, Н. К. Спенсер, А. Ю. Горохов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2001. – № 12. – С. 3–18.
39. Сравнение разрешающей способности комбинированных пеленгаторов различного типа в приемных системах с неидентичными каналами / [Д. И. Леховицкий, Д. В. Атаманский, В. В. Джус, Ф. Ф. Мызык] // Антенны. – 2003. – № 12 (79). – С. 9–15.

Received 30.08.2021.  
Accepted 31.01.2022.

УДК 621.396.96:551.501.815

## МЕТОДЫ СПЕКТРАЛЬНОГО ОЦЕНИВАНИЯ ДЛЯ КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ НЕШУМЯЩИХ ЦЕЛЕЙ И ПЕЛЕНГАЦИИ ИСТОЧНИКОВ ШУМОВЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ

**Атаманский Д. В.** – доктор технических наук, доцент, профессор Харьковского национального университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков, Украина.

**Рябуха В. П.** – доктор технических наук, доцент, начальник отделения современных методов обработки цифровой информации ГП НДИ РС «Квант-радиолокация», Киев, Украина.

**Карташов В. М.** – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой Харьковского национального университета радиоэлектроники, Харьков, Украина.

**Семеняка А. В.** – кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник отделения современных методов обработки цифровой информации ГП НДИ РС «Квант-радиолокация» Киев, Украина.

**Прокопенко Л. В.** – сотрудник Харьковского национального университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков, Украина.

### АННОТАЦИЯ

**Актуальность.** Для многих РЛС автономные системы обнаружения нешумящих воздушных целей (ПЦ) и пеленгации источников шумовых излучений (ИШВ) можно заменить одной экономной системой обнаружения – пеленгации, в которых операции, которые используются при обнаружении ПЦ и пеленгации ДШВ выполняются только один раз. Для такой системы рассматриваются группы несобственноструктурных (непараметричных) и собственноструктурных (параметричных) «сверхразрешающих» методов спектрального анализа (СА) для обоснования целесообразного метода пеленгации ИШВ.

**Цель.** Сравнительный анализ эффективности методов СА разных групп по совокупности критериев и предложения относительно них практического применения.

**Метод.** Эффективность методов определяется аналитически, по результатам имитационного моделирования и их сравнения с новыми результатами, изложенными в открытой литературе. При моделировании использовалась обоснованная и практически проверенная программно-алгоритмическая база адаптивных решетчатых фильтров для реализации непараметрических методов СА.

**Результаты.** Показано, что методы СА обеих групп не имеют ограничений на конфигурацию антенной решетки (плоская, кольцевая и т.п.), в том числе при использовании в неэквидистантных «разреженных» антенных решетках (АР) с междоэлементными расстояниями больше половины длины волны РЛС. Произведено сравнение разрешающей способности (определять количества ИШВ) и эффективность пеленгации ИШВ методами разных групп при использовании разных АР. Показано, что методы первой группы (непараметрические) за вероятностью правильного разделения почти не уступают известным и новым методам второй группы (параметрическим). По совокупности критериев и практических условий использования для пеленгации источников шумовых излучений целесообразно использовать метод минимума дисперсии Кейпона, если существуют ограничения на вычислительную сложность метода. При отсутствии таких ограничений целесообразно использовать набор методов.

**Выводы.** Для практической реализации комбинированной системы выявления нешумящей точечной цели и пеленгации источников шумовых излучений предлагается структурно-алгоритмическая основа адаптивного решетчатого фильтра. На нем рядом с формированием весового вектора для выявления цели для пеленгации возможно реализовать не только метод Кейпона, а и набор методов, комбинируя различным образом квадраты модулей компонент его исходных векторов.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** метод, спектральный анализ, адаптивный решетчатый фильтр, критерий разделения – измерения, пеленгация, источник шумовых излучений, разрешающая способность.

UDC 621.396.96:551.501.815

## SPECTRAL ESTIMATION METHODS FOR A JOINT SYSTEM OF THE NON-NOISE-LIKE TARGETS DETECTION AND THE NOISE RADIATING SOURCES LOCALIZATION

**Atamanskyi D. V.** – Doctor of Science, Associate Professor at Kharkiv University of Air Forces named after Ivan Kozhedub.

**Riabukha V. P.** – Doctor of Science, Head of the Modern Methods of Digital Information Processing Department at State Enterprise “Research Institute of Radar Systems “Kvant-Radiolokatsiia”.

**Semeniaka A. V.** – PhD, Leading Researcher at the Modern Methods of Digital Information Processing Department at State Enterprise “Research Institute of Radar Systems “Kvant-Radiolokatsiia”.

**Kartashov V. M.** – Doctor of Science, Head of Department at Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, Ukraine.

**Procopenco L. V.** – Fellow worker at Kharkiv National University of Air Forces named after Ivan Kozhedub, Kharkiv, Ukraine.

### ABSTRACT

**Context.** For many radars, the autonomous systems of the non-noise-like aerial targets (AT) detection and the noise radiating sources (NRS) localization (direction-of-arrival estimation) may be replaced with a single detection-localization system, which carries out the common operations of the AT-detection and the NRS-localization only once. For such a system, groups of non-eigenvalue and eigenvalue decomposition based “super-resolving” spectral estimation (SE) methods are considered to substantiate efficient one for the NRS-localization.

**Objective.** The comparative analysis efficiency of the SE-methods of different groups by a set of criteria and recommendations on their practical application.

**Method.** The methods’ efficiency is analyzed analytically, under simulation results and their comparison with new results presented in the open literature. In the simulation, a well-grounded and practically examined software-algorithmic basis of adaptive lattice filters for nonparametric SE-methods implementation is used.

**The results.** It is shown that the SE-methods of both groups have no restrictions on the antenna array configuration (flat, ring, etc.), including when used in non-equal spaced “sparse” antenna arrays with inter-element distances of more than half radar wavelength. A comparison is made on the resolution (determination of the NRS number) and the NRS-localization (direction-of-arrival estimation) efficiency by methods of different groups when using various antenna arrays. It is shown that the methods of the first group (non-eigenvalue based) in terms of the probability of correct resolution, are almost not inferior to the known and new methods of the second group (eigenvalue ones). Based on the set of criteria and practical application conditions for direction-of-arrival estimation of the noise radiating sources, it is recommended to use the Capon’s minimum variance method if there are limitations on the computational complexity of the method. In the absence of such restrictions, it is advisable to use the SE-bank of methods.

**Conclusions.** For the practical implementation of a joint system of the non-noise-like aerial target detection and the noise radiating sources localization, a structural-algorithmic basis of adaptive lattice filters is preferred. Using latter, along with the weight vector forming for the target detection, it is possible to implement not only the Capon’s method, but also a SE-bank of methods by combining the squares of absolute values of its original vectors’ components.

**KEYWORDS:** method, spectral estimation, adaptive lattice filter, resolution-measurement criterion, direction-of-arrival, noise radiating sources, resolution.

### REFERENCES

1. Fedinin V. V. Statisticheskij analiz mnogokanal’noj adaptivnoj sistemy s korrelyacionnymi obratnymi svyazyami, *Radiotekhnika i elektronika*, 1982, No. 8, pp. 120–133.
2. Atamanskyi D. V. Noise emissions sources direction-finding in the process of their background air threats detection in radars with phased antenna array, *Radioelectronics and Communications Systems*, 2017, Vol. 60, Issue 7, pp. 303–311. <https://doi.org/10.3103/S0735272717070032>.
3. Shirman Ya. D. i dr. Radioelektronnye sistemy. Osnovy postroeniya i teoriya: spravochnik, pod red. Ya. D. Shirmana, Moscow, Radiotekhnika, 2007, 512 p.
4. Marpl-ml. S. L. Cifrovoy spektral’nyj analiz i ego prilozheniya, per. s angl. Moscow, Mir, 1990, 584 p.
5. Stoica P., Moses R. Introduction to Spectral Analysis. New Jersey, Prentice Hall, 1997, 319 p.
6. Nechaev Yu. B., Peshkov I. V., Fortunova N. A. Ocenka granicy Kramera-Rao vypuklyh antennyh reshetok s napravlennymi izluchatelyami dlya radiopelengacii, *Visnik NTU*, 2018, Vol. 75, pp. 16–24.
7. Ermolaev V. T., Flaksman A. G., Elohin A. V., Kupcov V. V. Metod minimal’nogo mnogochlena dlya ocenki parametrov signalov, prinimaemyh antennoj reshetkoj, *Akusticheskij zhurnal*, 2018, Vol. 64, No. 1, pp. 78–85. DOI: 10.7868/S0320791918010057.
8. Shmonin O.A. Obobshchenie sverhrazreshayushchego metoda minimal’nogo mnogochlena dlya pelengacii celej v usloviyah prostranstvenno-okrashennogo shuma i pomekh, *Zhurnal radioelektroniki*, 2021, № 1, pp. 1–23. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.1.3>.
9. Lekhovichij D. I., Atamanskyi D. V., Kirillov I. G. Raznovidnosti “sverhrazreshayushchih” analizatorov prostranstvenno-vremennogo spektra sluchajnyh signalov na osnove obelyayushchih adaptivnyh reshetchatyh fil’trov, *Antenny*, 2000, Vyp. 2 (45), pp. 40–54.
10. Lekhovitskiy D. I., Shifrin Y. S. Statistical analysis of “super-resolving” methods for direction-of-arrival estimation of noise radiation sources under finite size of training sample, *Signal Processing*, 2013, Vol. 93, Issue 12, pp. 3382–3399. [doi.org/10.1016/j.sigpro.2013.03.008](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2013.03.008).
11. Shevchenko M. E., Gorovoj A. V., Balashov V. M., Solov’ev S. N. Osobennosti primeneniya metoda ESPRIT pri razlichnyh konfiguracijah antennyh reshetok, *Voprosy radioelektroniki*, 2020, No. 12, pp. 30–37. [doi.org/10.21778/2218-5453-2020-12-30-37](https://doi.org/10.21778/2218-5453-2020-12-30-37).

12. Lagovsky B. A., Samokhin A. B., Shestopalov Y. V. Regression methods of obtaining angular superresolution, *URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (AP-RASC), conf. proc. Publisher: IEEE conference paper*. New Delhi, India, 2019 DOI: 10.23919/URSIAP-RASC.2019.8738539.
13. Al-Azzo M. F., Azzah T. Qaba Estimation of location and separation between acoustic emitting sources: a comparison between classical and modern methods, *Conference: 6th International Conference on Natural Language Processing*, 2020. DOI:10.5121/csit.2020.100411.
14. Lemos P. R., Silva L.E., Flôres H. V., Kunzler J. A. Mathematical analysis and improvement of the maximum spatial eigenfilter for direction of arrival estimation, *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, 2021, No. 20(1), pp. 76–91. <https://doi.org/10.1590/2179-10742021v20i1874>.
15. Stoica P., Nehorai A. Mode, maximum likelihood and Cramer-Rao bound: conditional and unconditional results, *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1990, Vol. 5, pp. 2715–2718. DOI: 10.1109/ICASSP.1990.116186.
16. Stoica P., Nehorai A. MUSIC, maximum likelihood and Cramer-Rao bound: further results and comparisons, *IEEE Trans. ASSP*, 1990, No. 38, pp. 2140–2150. DOI: 10.1109/29.61541.
17. Stoica P., Sharman K. Novel eigenanalysis method for direction estimation, *IEE Proc. F (Radar Signal Process)*, 1990, No. 137. – P. 19–26. DOI: 10.1049/ip-f-2.1990.0004.
18. Stoica P., Sharman K. C. Maximum likelihood methods for direction-of-arrival estimation, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, July 1990, Vol. 38, № 7, pp. 1132–1143. DOI: 10.1109/29.57542.
19. Takahashi R., Inaba T., Takahashi T., Tasaki H. Digital Monopulse Beamforming for Achieving the CRLB for Angle Accuracy, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Feb. 2018, Vol. 54, No. 1, pp. 315–323. DOI: 10.1109/TAES.2017.2756519.
20. Eftekhari A., Tanner J., Thompson A., Toader B., Tyagi H. Sparse non-negative super-resolution – simplified and stabilised, *Applied and Computational Harmonic Analysis*, 2021, № 50, pp. 216–280. // [doi.org/10.1016/j.acha.2019.08.004](https://doi.org/10.1016/j.acha.2019.08.004)
21. Pal P., Vaidyanathan P. P. Coprime sampling and the music algorithm, *Digital Signal Processing and Signal Processing Education Meeting (DSP/SPE)*, 2011, pp. 289–294. DOI: 10.1109/DSP-SPE.2011.5739227.
22. Jian Li, Stoica P., Zheng-She Liu Comparative study of IQML and MODE direction-of-arrival estimators, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Jan. 1998, Vol. 46, № 1. pp. 149–160. DOI: 10.1109/78.651203.
23. Kou J., Li M., Jiang C. A robust DOA estimator based on compressive sensing for coprime array in the presence of miscalibrated sensors, *Sensors*, 2019, № 19, P. 3538. <https://doi.org/10.3390/s19163538>
24. Lagovsky B. A., Samokhin A. B., Shestopalov Y. V. Creating two-dimensional images of objects with high angular resolution, *IEEE Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation, Conf. Publications*, 2018, pp. 114–115. DOI:10.1109/APCAP.2018.8538220.
25. Si W., Zeng F., Hou C., Peng Z. A sparse-based off-grid DOA estimation method for coprime arrays, *Sensors*, 2018, No. 18, P. 3025. DOI:10.3390/s18093025.
26. Das A., Zachariah D., Stoica P. Comparison of two hyperparameter-free sparse signal processing methods for direction-of-arrival tracking in the HF97 Ocean Acoustic Experiment, *IEEE J. Ocean. Eng.*, 2018, No. 43, pp. 725–734. DOI:10.1109/JOE.2017.2706100.
27. Chundi Zheng, Huihui Chen, Aiguo Wang Sparsity-aware noise subspace fitting for DOA estimation, *Sensors*, 2020, No. 20(1), P. 81. <https://DOI.org/10.3390/s20010081>.
28. Si W., Peng Z., Hou C., Zeng F. Two-dimensional DOA estimation for three-parallel nested subarrays via sparse representation, *Sensors*, 2018, No. 18, P. 1861. DOI:10.3390/s18061861.
29. Zhang X., Jiang T., Li Y. and Zakharov Y. A novel block sparse reconstruction method for DOA estimation with unknown mutual coupling, *IEEE Communications Letters*, Oct. 2019, Vol. 23, № 10, pp. 1845–1848. DOI: 10.1109/LCOMM.2019.2929384.
30. Lekhovytskyi D. I. Adaptive lattice filters for systems of space-time processing of non-stationary Gaussian processes, *Radioelect. and Commun. Systems*, 2018, Vol. 61, No. 11, pp. 477–514. DOI :10.20535/S0021347018110018.
31. Gershman A.B. Pseudo-randomly generated estimator banks: a new tool for improving the threshold performance of direction finding, *IEEE Trans. Signal Process*, May 1998, pp. 1351–1364. DOI: 10.1109/78.668797.
32. Pal P., Gershman A. B. A grid-less approach to underdetermined direction of arrival estimation via low rank matrix denoising, *IEEE Signal Processing Letters*, June 2014, Vol. 21, No. 6, pp. 737–741. DOI: 10.1109/LSP.2014.2314175.
33. Zhang Y. D., Amin M. G., Himed B. Sparsity-based DOA estimation using co-prime arrays, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 2013, pp. 3967–3971. DOI: 10.1109/ICASSP.2013.6638403.
34. Yang Z., Xie L., Zhang C. Off-grid direction of arrival estimation using sparse bayesian inference, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Jan. 1, 2013, Vol. 61, pp. 38–43. DOI: 10.1109/TSP.2012.2222378.
35. Xu X., Wei X., Ye Z. DOA estimation based on sparse signal recovery utilizing weighted l1-norm penalty, *IEEE Signal Processing Letters*, March 2012, Vol. 19, № 3, pp. 155–158. DOI: 10.1109/LSP.2012.2183592.
36. Stoica P., Babu P. Spice and likes: two hyperparameter-free methods for sparse-parameter estimation, *Signal Process*, 2012, No. 92, pp. 1580–1590. <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2011.11.010>.
37. Riabukha V. P., Semeniaka A. V., Katiushyn Ye. A., Atamanskij D. V. Selection of parameters for band-diagonal regularization of maximum likelihood estimates of Gaussian interference correlation matrices and their inverses, *Radioelectronics and Communications Systems*, 2021, No. 64(5), pp. 229–237. <https://DOI.org/10.20535/s0021347021050010>.
38. Abramovich Yu. I., Spenser N. K., Gorohov A. Yu. Vydele nie nezavisimyh istochnikov izlucheniya v neekvidistantnyh antennyh reshetkah, *Uspekhi sovremennoj radioelektroniki*, 2001, No. 12, pp. 3–18.
39. Lekhovyckij D. I., Atamanskij D. V., Dzhus V. V., Mysik F. F. Sravnenie razreshayushchej sposobnosti kombinirovannyh pelengatorov razlichnogo tipa v priemnyh sistemah s neidentichnymi kanalami, *Antenny*, 2003, No. 12 (79), pp. 9–15.

## SYSTEMATIZATION OF THE FORMULAS OF THE RESONANT FERRITE ISOLATOR LOSS

**Zaichenko O. B.** – PhD, Associate Professor, Associate Professor of the Department of Design and Operation of Electronic Devices, Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, Ukraine.

**Zaichenko N. Ya.** – Post-graduate student of the Department of Microelectronics, Electronic Devices and Appliances, Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, Ukraine.

### ABSTRACT

**Context.** The problem is to systematize and improve the models of a resonance ferrite isolator in the rectangular waveguide for the antenna-feeder devices, generating, receiving, measuring microwave equipment containing ferrite decoupling devices: ferrite isolators and circulators.

**Objective.** The goal of the work is to verify the formula for the losses of the resonant ferrite isolator in the direct and reverse directions, as well as the isolator ratio.

**Method.** The research method of the work is a critical analysis of literary sources, which was carried out, but did not bring the desired results, since it did not allow to verify the correctness of the derivation of the formula [17]. Therefore, a number of hypotheses were put forward, what the formula might mean. The difficulty lay in the presence in the formula of the product of trigonometric functions that can be attributed to frequency properties, which was taken as an initial hypothesis, which was not subsequently confirmed. The check included transformation of formulas using mathematical physics in terms of microwave electrodynamics, trigonometry and algebra. The beginning was the formula of the classics [16], similar to the formula of [18], accepted without proof. As it is known, for the main type of wave in a rectangular waveguide, the components of the magnetic field strength, obtained as a solution to the wave equation under the boundary conditions inherent in a rectangular waveguide. One component of the magnetic field strength is along the direction of wave propagation, and the second one is in the transverse direction in the section of the waveguide are proportional to the trigonometric functions cosine and sine with the same arguments. The equality of the two components of the strengths is traditionally uses to find the plane of circular polarization where to place the ferrite isolator, and so the authors use this proportionality to trigonometric functions in their derivation, namely the formulas of trigonometric functions of a double angle, the basic trigonometric identity sine squared plus cosine squared is equal to one for replacing the propagation constants with trigonometric functions, this allows to get rid of radicals in the formulas, these radicals in the formula are due to the phenomenon of dispersion in a rectangular waveguide. The rest of the manipulations with the formula are the reduction of similar terms.

**Results.** There was obtained analytical expressions for the losses of the resonant ferrite isolator in the forward and reverse directions, as well as the isolator ratio by strict mathematical transformations. There was performed such transformations. The ratios of the longitudinal propagation constant to the transverse propagation constant are replaced by the ratios of the trigonometric functions sine and cosine, since they are continuous as opposed to tangents and cotangents. Such a transformation allows to avoid square roots in the formula for the losses of the ferrite isolator in the forward and reverse directions, which are associated with the presence of dispersion in the waveguide, as in the formula for wavelength in the waveguide. The conversion is based on microwave electrodynamics. The formulas are used for the distribution of fields in a rectangular waveguide for the main type of wave. Further transformations consist in taking the common factor out of brackets and other arithmetic transformations.

**Conclusions.** There was obtained results partially coincide with the well-known [17], the derivation of the formula [17] was obtained for the first time, the studies carried out allowed us to reject the hypothesis that the product of cosines and sines in the loss formula of a ferrite isolator is a frequency characteristic, it appears as a result of arithmetic transformations. To take into account the frequency range, it is used that there is circular polarization at the middle frequency, there will also be circular polarization at the extreme frequency of the range, but the plane of circular polarization will shift in comparison with the position of the plane of circular polarization at the middle frequency. That is, a peculiar system of two equations is obtained with respect to two positions of the polarization plane relative to the wide side of the rectangular waveguide section.

The scientific novelty consists in systematization and generalization of the formulas of the loss of the resonance ferrite isolator, the connection between the formulas from different literature sources, both foreign and domestic, is proved, which saves time for researchers of ferrite isolators for the verification of the formula.

The practical significance. It may be useful for teaching purposes and in optimization of the ferrite isolator design.

**KEYWORDS:** ferrite isolator, isolator ratio, direct loss, reverse loss, frequency properties, electrodynamics, verification, circular polarization, waveguide field distribution.

### NOMENCLATURE

$x, y, z$  are axes in a rectangular coordinate system;

$E_y^0$  is a  $y$ -projection of the electric field strength;

$H_x^0$  is a  $x$ -projection of the magnetic field strength;

$H_z^0$  is a  $z$ -projection of the magnetic field strength;

$k_{0x}, k_c$  is a lateral propagation constant;

$\gamma_{y0}, \beta_0$  is a longitudinal propagation constant;

$a$  is a size of the wide wall of the waveguide;

$b$  is a size of the narrow wall of the waveguide;

$n$  is a dimension of the ferrite plate on the smaller side;

$m$  is a dimension of the ferrite plate on the larger side,  $2m = t_1$ ;

$x_0$  is a position of the middle of the ferrite plate along the cross section of the waveguide at the middle frequency of the range,  $x_0 = t_3 + \frac{t_1}{2}$ ;

$x_1$  is a position of the middle of the ferrite plate along the cross section of the waveguide at the extreme frequency of the range;

" $\chi_{xx}$ ,  $\mu_1$ " are  $xx$ -susceptibilities, imaginary term;

" $\chi_{xy}$ ,  $k_1$ " are  $xy$ -susceptibilities, imaginary term;

$l_f$  is a ferrite slab length.

## INTRODUCTION

The antenna-feeder devices, generator, receiving, measuring microwave equipment contain ferrite decoupling devices, the number of which sometimes reaches hundreds in one set. Without such decoupling devices, it is impossible to create multi-cascade amplifying circuits, as well as amplifiers made on active two-port elements. The decoupling devices greatly simplify the creation of phased antenna arrays and especially active phased antenna arrays [5].

**The object of study** is the process of electromagnetic wave propagation through ferrite isolator in the rectangular waveguide.

The ferrite isolators are nonreciprocal microwave devices with a different loss factors in the forward and reverse direction (Fig.1). This fact determines their use to prevent the failure of generators due to reflected power from the termination. Ferrite isolators are structurally a section of a waveguide with a ferrite slab placed in it; a permanent magnet is located outside the waveguide. In principle, ferrite isolators can be classified into resonant isolators and field-shifted isolators. Isolator characteristics include isolator ratio, forward loss and reverse loss.

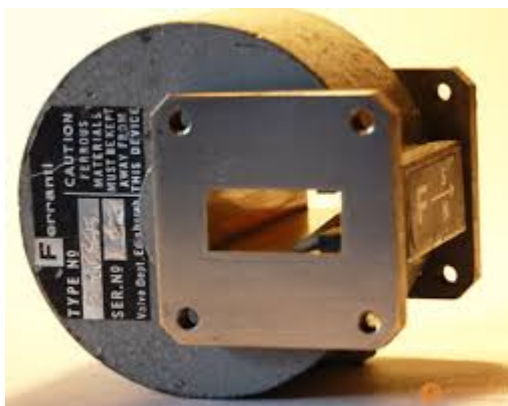


Figure 1 – Ferrite isolator

**The subject of study** is method of description of parameters of ferrite isolator.

In engineering calculations for the design of ferrite decoupling devices, various formulas are used [2, 3].

**The purpose of the work** is the comparison of formulas describing the same parameter, and the desire to show their connection with each other. And in a broader sense, critical analysis, generalization and systematization.

## 1 PROBLEM STATEMENT

In the disciplines related to the design of microwave devices, with a large number of manuals, there is little literature about ferrite devices.

In lectures [16] and other foreign sources, the formula for losses of a ferrite isolator is

$$\alpha_{\pm} = \frac{\Delta S}{S\beta_0} \left[ \beta_0^2 \chi_{xx}'' \sin^2 k_c x + k_c^2 \chi_{zz}'' \cos^2 k_c x \mp \mp \chi_{xy}'' k_c \beta_0 \sin 2k_c x \right] \quad (1)$$

The advantage of formula (1) is that it is clear how it is derived and there are examples of calculations with numerical values intended for training, there are implementations in the devices design. The disadvantage is that, firstly, designations of variables different from familiar for domestic literature, secondly, different axes orientation, thirdly, different units of measurement (off-system as compare to system SI unit inches and oersteds), and different numerical values meaning as to waveguide cross section and other.

In domestic sources [17], another formula for reverse losses is proposed

$$L_{inv} = \frac{8.7 \cdot 2 \cdot l_f \cdot n}{b \cdot a} \frac{\sin \frac{\pi 2m}{a}}{\sin \frac{\pi 2x_1}{a}} \times \left[ \mu_1'' \left( \frac{\pi \frac{2m}{a}}{\sin \frac{2m}{a}} - \cos \frac{\pi 2x_1}{a} \cos \frac{\pi 2x_0}{a} \right) - k_1'' \sin \frac{\pi 2x_{1,2}}{a} \sin \frac{\pi 2x_0}{a} \right] \quad (2)$$

There is no proof and a numerical example, the implementation is questionable, the mathematical model itself is simplified – the ferrite slab have a prismatic shape, although to reduce the mismatch that the slab introduces into the microwave tract, the slab should be given a wedge-shaped form, but the mathematical model has become significantly more complicated. However, the advantage of the model and formulas are the familiar designations of variables and orientations of the axes, the use of system units and a reference to domestic brands of ferrites, sections of waveguides.

Let us carry out a comparative analysis in order to identify the relationship between the expressions for losses in ferrite (1) and (2).

## 2 REVIEW OF THE LITERATURE

The book [1] describes the use of ferrites in microwave devices such as isolator, circulator, phase shifters, as well as antenna arrays, due to its nonreciprocal properties. It turns out that the nonreciprocal devices can be designed, not only on ferrites, but also differently [2]. So, non-reciprocal devices in transmission tracts for microwave and terahertz frequency range can be classified into two large groups of new and traditional group by the criterion of the materials used. Information about the first group is contained in literature sources [3–10], and information about the second group is contained in the literature [12–16].

The most modern trends for non-reciprocal devices are use of photonic crystals [3, 9, 10] and metamaterials [4]. As methods for describing such devices, the methods of microwave circuits theory are used more often [3, 7], but the methods of electrodynamics are also used [8]. Among numerous parameters describing metamaterials and photonic crystals [5] there are parameters common to traditional non-reciprocal devices: scattering matrix, figure of merit, dispersion characteristic. There is also works about frequency properties attracts our attention [6]. The results of the application of calculation methods are the dispersion characteristics with the  $\Gamma$  points [5,6] are presented, the phase and group velocity.

For models of nonreciprocal devices with traditional materials are used new description methods. Methods of electrodynamics are used for calculating the propagation constant. For calculation propagation constant the transverse operator method used in [11, 12], for calculating the modes the mode matching method [11] is applied, from partial differential equations solution is received transcendental equation for phase constant [13], there is considered eigen functions including higher modes [14], and the surface integral equation for the normal component of magnetic flux density on the surface of the ferrite layer [16].

There was received such results: calculate the normalized propagation constant as a function of frequency, the input reflection coefficient  $S_{11}$  is shown as a function of frequency [11]. The dispersion characteristics for waveguide with a square cross-size completely and uniformly filled with longitudinally magnetized ferrite were calculated [12]. The optimization of geometric parameters of ferrite slab, as well as the coefficient of filling of the waveguide and their influence on the scattering matrices were studied experimentally [13]. The scattering coefficients for an EM wave passing through both a single air-ferrite interface and an air-ferrite-air system are analyzed under the consideration of modal effect. [14]. waveguides partially filled by ferrite can support a unidirectional mode that, when colliding with an impenetrable barrier, accumulates the electromagnetic energy in a tiny region near the latter and graphics of magnitude for a wave packet approaching the barrier hot spot was drawn [15].

On the basis of critical analysis of the literature sources with traditional material and new description

methods we draw such conclusions. The longitudinal magnetic bias case [11, 12] interesting but not appropriate for our case as we have a transversal magnetic bias. The geometry of the ferrite device determines its properties [13] The most important thing in the literature review is amplitudes [14] of electromagnetic field components depend on frequency, the position of the points of equality to zero in an unfilled waveguide compared to a filled one is in different places at  $\Gamma$  points named according [5, 6], the difference is aggravated when approaching the resonant frequency, soursde [15] confirms that the amplitudes depend on the frequency.

The ferrite devices are up-to-date, despite of they have been known for a long time but have not exhausted their capabilities. Modern trends as shown by a review of literary sources is the use of new materials, the development of theoretical methods, as well as attempts to increase the frequency range.

## 3 MATERIALS AND METHODS

The object of research is a resonant ferrite isolator on a rectangular waveguide (Fig. 2). To increase the effect, not one, but two plates are placed near opposite wide walls of the waveguide. The figure shows the position and dimensions designation of the ferrite plates; they will be needed to draw further formulas. The cross section of a rectangular waveguide is shown, and the system of an external permanent magnet is not shown, as in the photograph in Fig. 1, which is a permanent magnet in the form of a cylinder, enclosing a rectangular waveguide. Its presence in the construction of the model is taken into account as an external constant magnetic bias, while the alternating magnetic field exists inside the waveguide, it is created by an electromagnetic wave, which is generated in the source and is partially absorbed, and partially reflected in the termination of the microwave tract.

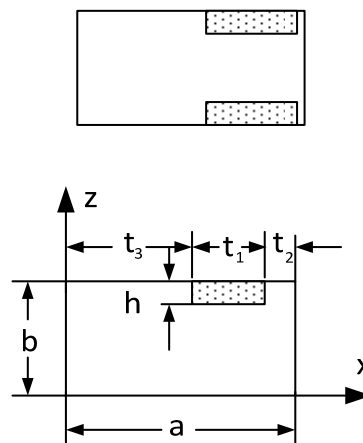


Figure 2 – Construction of a ferrite resonant isolator

We assume that the wave propagates in the waveguide along the  $z$  direction; we take into account that the structure of the field of the main wave type in a rectangular

waveguide is determined by the known relations for  $H_x, H_z, E_y$

$$\begin{aligned} E_y^0 &= \sin k_{0x}x \cdot e^{-j\gamma_{y0}z} \\ H_x^0 &= \frac{\gamma_{y0}}{\omega\mu_0} \sin k_{0x}x \cdot e^{-j\gamma_{y0}z} \\ H_z^0 &= -\frac{\gamma_{y0}}{\omega\mu_0} \cos k_{0x}x \cdot e^{-j\gamma_{y0}z}, \end{aligned} \quad (3)$$

where  $k_{0x} = \frac{\pi}{a}$ ,  $\gamma_{y0} = \sqrt{k_0^2 - k_{0x}^2}$ .

As a result of the research, it turned out that the starting point for deriving the formula from the source [17] is the formula from the source [16], similar to the formula (1). Let's try to derive the formula (2).

In [1], a formula for propagation constant with proofs is given and it can be taken as the starting point of our research.

$$\begin{aligned} \gamma_y &= \gamma_{y0} + \frac{h}{ab} \left\{ \frac{1}{2} \mu^n \left[ \left( \gamma_{y0} + \frac{k_{0x}^2}{\gamma_{y0}} \right) t_1 + \right. \right. \\ &+ \left. \left. \left( \frac{k_{0x}}{\gamma_{y0}} - \frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}} \right) \sin k_{0x}t_1 \cdot \cos k_{0x}(2t_3 + t_1) \right] - \right. \\ &\left. - k^n \cdot \sin k_{0x}t_1 \sin k_{0x}(2t_3 + t_1) \right\}. \end{aligned} \quad (4)$$

This formula from [1] is similar to the formula from [3, 9].

The following steps are proposed for transforming formula (4) into formula (2):

1) To put out of the first round brackets in the expression (4)  $k_{0x}$ ;

2) to multiply and divide by  $\sin k_{0x}t_1$  the first term in the first round brackets (4);

3) to put out of curly brackets  $\sin k_{0x}t_1$ ;

4) to convert the second round brackets into a trigonometric expression  $\frac{\cos 2k_{0x}x_1}{\sin 2k_{0x}x_1}$ ;

5) to convert first round brackets into  $\frac{1}{\sin 2k_{0x}x_1}$ ;

6) to multiply and divide by  $\sin 2k_{0x}t_1$  last term in expression (4);

7) to put out of curly brackets  $\frac{1}{\sin 2k_{0x}x_1}$ ;

8) to rename variable according [2].

The first step is to put the general factor in the expression (4) outside the bracket, as a result we get

$$\begin{aligned} \gamma_y &= \gamma_{y0} + \frac{h}{ab} \left\{ \frac{1}{2} \mu^n \left[ \left( \frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}} + \frac{k_{0x}}{\gamma_{y0}} \right) k_{0x} t_1 + \right. \right. \\ &+ \left. \left. \left( \frac{k_{0x}}{\gamma_{y0}} - \frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}} \right) \sin k_{0x}t_1 \cdot \cos k_{0x}(2t_3 + t_1) \right] - \right. \\ &\left. - k^n \sin k_{0x}t_1 \cdot \sin k_{0x}(2t_3 + t_1) \right\}. \end{aligned} \quad (5)$$

The second step is multiplying and dividing by the same number of the first term in square brackets of expression (5)

$$\begin{aligned} \gamma_y &= \gamma_{y0} + \\ &+ \frac{h}{ab} \left\{ \frac{1}{2} \mu^n \left[ \left( \frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}} + \frac{k_{0x}}{\gamma_{y0}} \right) k_{0x} t_1 \frac{\sin k_{0x}t_1}{\sin k_{0x}t_1} + \right. \right. \\ &+ \left. \left. \left( \frac{k_{0x}}{\gamma_{y0}} - \frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}} \right) \sin k_{0x}t_1 \cdot \cos k_{0x}(2t_3 + t_1) \right] - \right. \\ &\left. - k^n \sin k_{0x}t_1 \cdot \sin k_{0x}(2t_3 + t_1) \right\}. \end{aligned} \quad (6)$$

The third step is to put out of square brackets the common factor  $\sin k_{0x}t_1$

$$\begin{aligned} \gamma_y &= \gamma_{y0} + \sin k_{0x}t_1 \times \\ &\times \frac{h}{ab} \left\{ \frac{1}{2} \mu^n \left[ \left( \frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}} + \frac{k_{0x}}{\gamma_{y0}} \right) k_{0x} t_1 \frac{1}{\sin k_{0x}t_1} + \right. \right. \\ &+ \left. \left. \left( \frac{k_{0x}}{\gamma_{y0}} - \frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}} \right) \cos k_{0x}(2t_3 + t_1) \cos k_{0x}(2t_3 + t_1) \right] - \right. \\ &\left. - k^n \sin k_{0x}(2t_3 + t_1) \right\}. \end{aligned} \quad (7)$$

The fourth step. The most important replacement occurs because we express the ratio of transverse and longitudinal propagation constants in terms of trigonometric functions so that there will be no radical from dispersion in a rectangular waveguide.

At the extreme frequency of the range, there will again be circular polarization, but the plane of circular polarization will shift in comparison with the position of the circular polarization plane at the center frequency. This new position of the plane of polarization at the extreme frequency will be denoted  $x_1$ .

From expressions (3) we obtain

$$\begin{aligned} \gamma_{y0} &= \frac{H_x \cdot \omega \cdot \mu_0}{\sin k_{0x}x_1}, \\ k_{0x} &= \frac{-H_z \cdot \omega \cdot \mu_0}{\cos k_{0x}x_1}. \end{aligned}$$

Hence



$$\frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}} = \frac{\cos k_{0x}x_1}{\sin k_{0x}x_1} \cdot \frac{H_z}{H_x}$$

It is known that in a ferrite isolator the ferrite slab is located in the plane of circular polarization, where  $H_x = H_z$ , therefore, the ratio of the magnetic field strengths is equal to unity, from which the exact position of the plane of circular polarization is determined and where the ferrite plate should be placed. The position of the plane of circular polarization in the waveguide is defined as the solution of the trigonometric equation containing the tangent.

Based on the equality  $H_x = H_z$ , we get

$$\frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}} = \frac{\cos k_{0x}x_1}{\sin k_{0x}x_1}$$

Lets consider  $\frac{k_{0x}}{\gamma_{y0}} + \frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}}$ . As trigonometric functions,

tangents and cotangents have discontinuities, so it is better to leave sines and cosines.

$$\frac{k_{0x}}{\gamma_{y0}} + \frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}} = \frac{\cos k_{0x}x_1}{\sin k_{0x}x_1} + \frac{\sin k_{0x}x_1}{\cos k_{0x}x_1} = \frac{\cos^2 k_{0x}x_1 + \sin^2 k_{0x}x_1}{\cos k_{0x}x_1 \sin k_{0x}x_1}$$

The basic trigonometric identity is

$$\cos^2 k_{0x}x_1 + \sin^2 k_{0x}x_1 = 1.$$

The expression for the sine of a double angle is

$$\cos k_{0x}x_1 \sin k_{0x}x_1 = \frac{1}{2} \sin 2k_{0x}x_1.$$

Hence we get

$$\left( \frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}} + \frac{k_{0x}}{\gamma_{y0}} \right) = \frac{2}{\sin 2k_{0x}x_1}, \quad (8)$$

Then, substituting (8) into expression (7), we obtain

$$\begin{aligned} \gamma_y = & \gamma_{y0} + \sin k_{0x}x_1 \times \\ & \times \frac{h}{ab} \left\{ \frac{1}{2} \mu'' \left[ \frac{1}{\sin 2k_{0x}x_1} k_{0x} t_1 \frac{1}{\sin k_{0x}x_1} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \left( \frac{k_{0x}}{\gamma_{y0}} - \frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}} \right) \cos k_{0x} (2t_3 + t_1) \right] - \right. \\ & \left. - k'' \sin k_{0x} (2t_3 + t_1) \right\}, \end{aligned} \quad (9)$$

The fifth step is like the fourth step.

$$\text{Lets consider } \frac{k_{0x}}{\gamma_{y0}} - \frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}}$$

$$\frac{k_{0x}}{\gamma_{y0}} - \frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}} = \frac{\cos k_{0x}x_1}{\sin k_{0x}x_1} - \frac{\sin k_{0x}x_1}{\cos k_{0x}x_1} = \frac{\cos^2 k_{0x}x_1 - \sin^2 k_{0x}x_1}{\cos k_{0x}x_1 \sin k_{0x}x_1}$$

The double angle cosine expression is

$$\cos^2 k_{0x}x_1 - \sin^2 k_{0x}x_1 = \cos 2k_{0x}x_1.$$

The double angle sine expression is

$$\cos k_{0x}x_1 \sin k_{0x}x_1 = \frac{1}{2} \sin 2k_{0x}x_1.$$

Hence we get

$$\left( \frac{\gamma_{y0}}{k_{0x}} - \frac{k_{0x}}{\gamma_{y0}} \right) = \frac{2 \cdot \cos 2k_{0x}x_1}{\sin 2k_{0x}x_1}. \quad (10)$$

After substituting (10) into (9), we obtain

$$\begin{aligned} \gamma_y = & \gamma_{y0} + \sin k_{0x}x_1 \cdot \\ & \cdot \frac{h}{ab} \left\{ \frac{1}{2} \mu'' \left[ \frac{2}{\sin 2k_{0x}x_1} k_{0x} t_1 \frac{1}{\sin k_{0x}x_1} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{2 \cos 2k_{0x}x_1}{\sin 2k_{0x}x_1} \cos k_{0x} (2t_3 + t_1) \right] - \right. \\ & \left. - k'' \sin k_{0x} (2t_3 + t_1) \right\}. \end{aligned} \quad (11)$$

The sixth step is multiplying and dividing the last term by the  $\sin 2k_{0x}x_1$ , which will now be in the denominator of each term

$$\begin{aligned} \gamma_y = & \gamma_{y0} + \sin k_{0x}x_1 \times \\ & \times \frac{h}{ab} \left\{ \frac{1}{2} \mu'' \left[ \frac{2}{\sin 2k_{0x}x_1} k_{0x} t_1 \frac{1}{\sin k_{0x}x_1} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{2 \cos 2k_{0x}x_1}{\sin 2k_{0x}x_1} \cos k_{0x} (2t_3 + t_1) \right] - \right. \\ & \left. - k'' \sin k_{0x} (2t_3 + t_1) \frac{\sin 2k_{0x}x_1}{\sin 2k_{0x}x_1} \right\}. \end{aligned} \quad (12)$$

The seventh step is to put out of square brackets the common factor  $\frac{1}{\sin 2k_{0x}x_1}$

$$\begin{aligned} \gamma_y &= \gamma_{y0} + \sin k_{0x} t_1 \cdot \frac{1}{\sin 2k_{0x} x_1} \times \\ &\times \frac{h}{ab} \left\{ \mu^n \left[ k_{0x} t_1 \frac{1}{\sin k_{0x} x_1} + \right. \right. \\ &+ \left. \left. \cos 2k_{0x} x_1 \cos k_{0x} (2t_3 + t_1) \right] - \right. \\ &\left. - k^n \sin k_{0x} (2t_3 + t_1) \sin 2k_{0x} x_1 \right\}. \end{aligned} \quad (13)$$

Finally, we transform the notation into the notation from [17] The ferrite slab width is  $2m = t_1$ , and the position of the center of the slab in the waveguide is  $x_0 = t_3 + \frac{t_1}{2}$ , than  $2x_0 = 2t_3 + t_1$ , the slab height is  $n = h$ .  $m$  is a constant since this is the size of the slab, and  $x_1$  is a variable that denotes the position of the plane of circular polarization over the section of the waveguide

$$\begin{aligned} \gamma_y &= \gamma_{y0} + \frac{n}{ab} \cdot \sin \frac{\pi}{a} 2m \cdot \frac{1}{\sin 2k_{0x} t_1} \times \\ &\times \left[ \mu^n \left( \frac{\pi}{a} 2m \frac{1}{\sin \frac{\pi}{a} 2m} + \right. \right. \\ &+ \left. \left. \cos 2k_{0x} t_1 \cdot \cos \frac{\pi}{a} 2x_0 \right) - \right. \\ &\left. - k^n \cdot \sin 2k_{0x} t_1 \cdot \sin \frac{\pi}{a} 2x_0 \right]. \end{aligned} \quad (14)$$

Expression (14) is identical to expression (2), which was required to prove.

#### 4 EXPERIMENTS

Lets consider an H-plane resonance isolator to operate at 9 GHz, using a single ferrite slab of length L and cross section of  $0.187'' \times 0.032''$ . It is bonded to the lower broad wall of an X-Band waveguide ( $a=0.90''$ ,  $b=0.40''$ ) at  $X_0$ . The ferrite material has a line width  $\Delta H = 250$  Oe and a saturation magnetizations  $4\pi M_s = 1900$  G. Find the value of  $R_{max}''\alpha$ -and  $\alpha^+$ . If the reverse attenuation is 25 dB, find the length L of the slab [9].

The maximum reverse losses  $\alpha^-$  is approximately 7.75 dB/inch. Thus the necessary ferrite length is  $L=25\text{dB}/7.75\text{dB/in} = 3.23''$ .

The Fig. 3, 4, 5 contain dependence of attenuation from distance along wide wall for central frequency 9 GHz (Fig. 3), right extreme frequency 12 GHz (Fig. 4) and left extreme frequency 8 GHz (Fig. 5) for waveguide crossection ( $a=0.90''$ ,  $b=0.40''$ ) other condition same is in [9].

There is isolator ratio calculated as difference between direct and reverse losses. The maximum isolator ratio position independent of frequency, but slightly differ for formulas from [9] and [2], which could be account on uncertainty. As to picture margins for formulas from [9] all the same, but formulas from [17] have that feature that

curves that draw on their base ascend up at the margins of figure: for right most frequency of waveguide range the direct losses curve ascends at the right figure margin and for left most frequency range of waveguide range the direct losses curve ascends at the left figure margin (Fig. 4). The direct losses for 9GHz (Fig. 3) is 3.8 dB/inch at  $x_0/a=1$ .

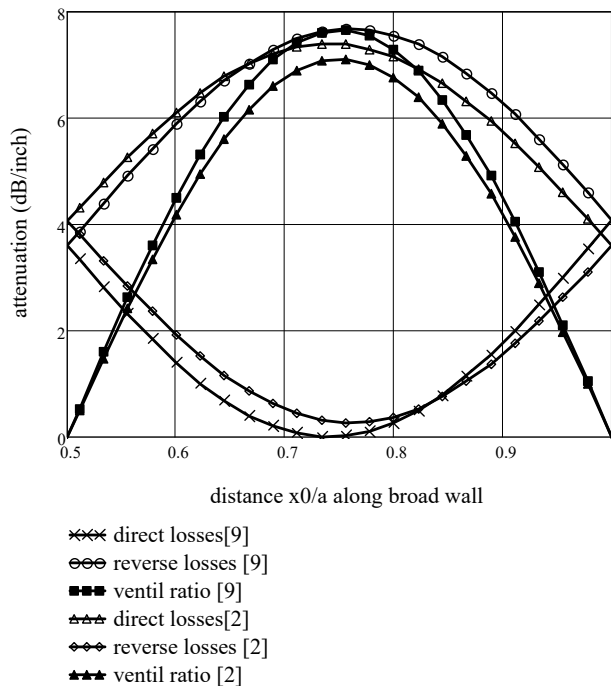


Figure 3 – Comparison of direct and reverse losses, isolator ratio given in the [2] and [9] in the average frequency 9 GHz

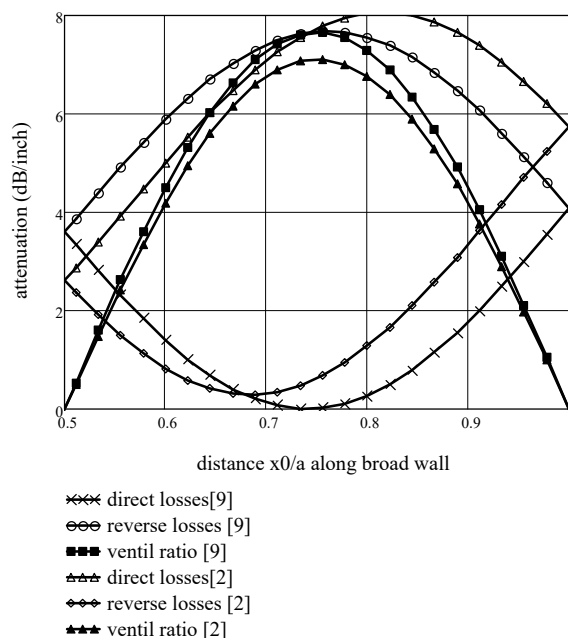


Figure 4 – Comparison of direct and reverse losses, ventill ratio given in the [2] and [9] in the extreme frequency 12 GHz

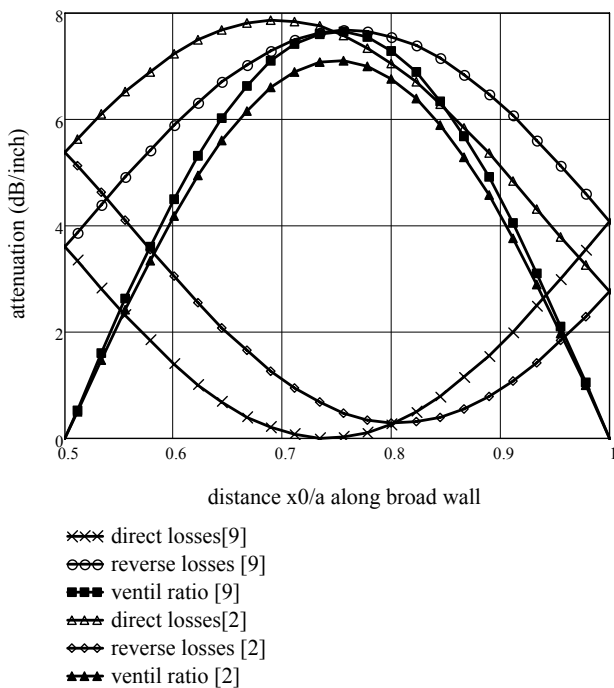


Figure 5 – Comparison of direct and reverse losses, ventil ratio given in the [2] and [9] in the extreme frequency 8GHz

### 5 RESULTS

There was obtained analytical expressions for the losses of the resonant ferrite isolator in the forward and reverse directions, as well as the isolator ratio by strict mathematical transformations. There was performed such transformations. The ratios of the longitudinal propagation constant to the transverse propagation constant are replaced by the ratios of the trigonometric functions sine and cosine, since they are continuous in contrast to tangents and cotangents. Such a transformation allows avoiding square roots in the formula of losses of the ferrite isolator in the forward and reverse directions, associated with the presence of dispersion in the waveguide, as in the formula for wavelength in waveguide. The conversion is based on microwave electrodynamics. The formulas are used for the distribution of fields in a rectangular waveguide for the main type of wave. Further transformations consist in taking the common factor out of brackets and other arithmetic transformations.

The results partially coincide with results from [5, 6, 15].

### CONCLUSIONS

The results obtained partially coincide with the generally known [2], the derivation of the formula [2] was obtained for the first time, the studies carried out allowed us to reject the hypothesis that the product of cosines and sines in the loss formula of a ferrite isolator is a frequency characteristic, it appears as a result of trigonometric and arithmetic transformations. To take into account the frequency range, it is used that at the middle frequency there is circular polarization, at the extreme frequency of

the range there will also be circular polarization, only the plane of circular polarization will shift compared to the position of the plane of circular polarization at the middle frequency. That is, a peculiar system of two equations is obtained with respect to two positions of the polarization plane relative to the wide side of the section of a rectangular waveguide.

**The scientific novelty** is in systematization and generalization of the formulas of the loss of the resonance ferrite isolator, the connection between the formulas from different literature sources, both foreign and domestic, is proved, which is saving of time for researchers of ferrite isolators for the verification of the formula.

**The practical significance** of obtained results is in usefulness for teaching purposes and in optimization of the ferrite isolator design.

**Prospects for further research** are to study the proposed transformation method for not rectangular cross-section of the waveguide, for example circular. As for its description is used wave equation solution in form of Bessel function combination, analogue of proposed transformation for circular cross-section give only approximate expression for ferrite isolator losses. Another prospect is to study behavior of ferrite slab on higher order propagating modes, and finally elaborate physical simulation model for resonance ferrite isolator in ANSYS/HFSS.

### REFERENCES

- Fuller A. B. Ferrites at microwave frequencies, *IEEE electromagnetic wave series*, London: Peter Peregrinus Ltd, 1987. Vol. 23, 256 p. DOI: 10.1049/PBEW023E
- Kord A., Sounas D. L., Alu A. Microwave nonreciprocity, *Proceedings of the IEEE*, 2020, No. 108, pp. 1728–1758. DOI: 10.1109/JPROC.2020.3006041
- Tong W., Wang J., Qui T. et al. Magnetically tunable ferrite-loaded waveguide isolator based on magnetic photonic crystals, *Progress in Electro-magnetic Research Symposium (PIERS)*, Shanghai, 8–11 August, 2016, pp. 409–412. DOI: 10.1109/PIERS.2016.773435
- Yao J., Yang F., Li C. et al Modeling of a Ku-Band Rectangular Ferrite-Loaded Waveguide Based on Left-Handed Metamaterial, *Progress In Electromagnetics Research*, 2016, Vol. 51, pp. 71–81. DOI:10.2528/PIERM16082301
- Sanada A., Caloz C., Itoh T. Characteristics of the composite right/left-handed transmission lines, *IEEE Microwave and wireless components letters*, 2004, Vol. 14(2), pp. 68–70. DOI: 10.1109/LMWC.2003.822563
- Okubo K., Kishihara M. A Study on Nonreciprocal CRLH-TL Using Ferrite Volume Mode in Ferrite Loaded Rectangular Waveguide, *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2019, pp. 1727–1729. DOI: 10.1109/APMC46564.2019.9038498
- Mohammadi S., Ghalibafan J. Unbalanced CRLH behavior of ferriteloaded waveguide operated below cutoff frequency, *Waves in Random and Complex Media*, 2020, pp. 1–16. DOI: 10.1080/17455030.2020.1800133.
- Mohammadi M., Kashani F. H., Ghalibafan J. A partially ferrite-filled rectangular wave-guide with CRLH response and its application to a magnetically scannable antenna, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2019, Vol. 491, 165551, pp. 1–8. DOI: 10.1016/j.jmmm.2019.165551

9. Portela G., Dmitriev V., Zimmer D. Ferromagnetic resonance isolator based on a photonic crystal structure with terahertz vortices, *Photonic Network Communications*, 2020, No. 39, pp. 47–53. DOI: 10.1007/s11107-019-00871-x
10. Dmitriev V., Zimmer D., Portela G. Vortex-based ferromagnetic resonance isolator in 2D photonic crystal waveguide, *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, 2017, pp. 1–5. DOI: 10.1109/IMOC.2017.8121044
11. Chaabane F., Benzina H., El Mir L., Tao J. Three-Dimensional Analysis of Ferrite-Loaded Waveguide Discontinuity by Transverse Operator Method Combined with Mode-Matching Method, *Progress In Electromagnetics Research*, 2017, Vol. 53, pp. 1–8. DOI: 10.2528/PIERM16101703
12. Komissarova E. V., Krekhtunov V. M., Rusov Y. S. Analysis of a fast-acting waveguide ferrite phase shifter with longitudinal magnetization phasing structure, *ITM Web of Conferences*, 2019, pp. 1–6. DOI: 10.1051/itmconf/20193006013
13. Abdelaal M. A., Shams S. I., Kishk A. A. Rectangular Waveguide Differential Phase Shifter Based on Horizontal Ferrite Tiles: Accurate Model for Full-Band Operation, *IEEE Access*, 2019, Vol. 7, pp. 23766–23778. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2899567
14. Yao H. Y., Chang W. G., Chang L. W., Chang T. H. Theoretical and experimental investigation of ferrite-loaded waveguide for ferrimagnetism characterization, *Progress In Electromagnetics Research*, 2019, No. 90, pp. 195–208. DOI:10.2528/PIERC18102602
15. Marvasti M., Rejaei B. Formation of hotspots in partially filled ferrite-loaded rectangular waveguides, *Journal of Applied Physics*, 2017, Vol. 122, 233901, pp. 1–9. DOI: 10.1063/1.5008616
16. Mikaelyan A. L. Teoriya i primeneniye ferritov na sverkhvysokikh chastotakh. M. L., Gosenergoizdat, 1963, 664 p
17. Vamberskiy M. V., Abramov V. P., Kazantsev V. I. Konstruirovaniye ferritovykh razvyazyvayushchikh ustroystv SVCH. Moscow, Radio i svyaz', 1982, 136 p.
18. Laks B., Batton K. Per. s angl. pod red. A. G. Gurevicha Sverkhvysokochastotnyye ferrity i ferrimagnetiki. Moscow, Mir, 1965, 676 p.
19. Microwave Physics and Techniques Lecture 14 Ferrite Materials [Elektronnij resurs], 2003, Rezhim dostupu do resursu, [antena.fe.uni-lj.si/literatura/VajeVT/Cirkulator/stara/Lecture14.pdf](http://antena.fe.uni-lj.si/literatura/VajeVT/Cirkulator/stara/Lecture14.pdf)
20. Zaichenko O., Galkin P., Zaichenko N., Miroshnyk M. Six-port Reflectometer with Kalman Filter Processing of Sensor Signals, *Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, 2020, pp. 55–58. DOI: 10.1109/TCSET49122.2020.235390
21. Zaichenko O., Galkin P., Zaichenko N. Six-Port Reflectometer Model with Accounting on Sensors Mutual Impedance, *IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, 2020, pp. 639–642. DOI: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252666

Received 23.04.2021.  
Accepted 31.01.2022.

УДК 621.317

#### СИСТЕМАТИЗАЦІЯ ФОРМУЛ ВТРАТ РЕЗОНАНСНОГО ФЕРИТОВОГО ВЕНТИЛЯ

**Зайченко О. Б.** – канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри проектування та експлуатації електронних апаратів Харківського національного університету радіоелектроніки, Харків, Україна.

**Зайченко Н. Я.** – аспірант кафедри мікроелектроніки, електронних приладів і пристроїв Харківського національного університету радіоелектроніки, Харків, Україна.

#### АНОТАЦІЯ

**Актуальність** роботи полягає в удосконаленні моделі резонансного феритового вентиля для прямокутного хвилеводу. Антенно-фідерні пристрої, генераторна, приймальна, вимірювальна НВЧ апаратура містять в своєму складі феритові розв'язуючі прилади, тобто феритові вентиля і циркулятори. Об'єктом дослідження є процес поширення електромагнітних хвиль через феритовий вентиль у прямокутному хвилеводі. Метою роботи є верифікація формули для втрат резонансного феритового вентиля в прямому і зворотному напрямку, а також вентильного відношення.

**Метод.** Методом дослідження в роботі, по-перше, є критичний аналіз літературних джерел, який був проведений, але не приніс бажаних результатів, оскільки він не дозволив перевірити правильність виведення формули [17]. Тому було висунуто ряд гіпотез, що може означати формула. Це другий метод дослідження висування та спростовування гіпотез. Складність полягала в наявності у формулі добутку тригонометричних функцій, який можна віднести до частотних властивостей, що було прийнято за початкову гіпотезу, що згодом не підтвердилось. Перевірка включала перетворення формул з використанням математичної фізики в термінах мікрохвильової електродинаміки, тригонометрії та алгебри. Початком стала класична формула [16], подібна до формули [18], прийнята без доказів. Як відомо, для основного типу хвилі в прямокутному хвилеводі компоненти напруженості магнітного поля, отримані як розв'язок хвильового рівняння в граничних умовах, властивих прямокутному хвилеводу. Одна складова напруженості магнітного поля орієнтована вздовж напрямку поширення хвилі, а друга, в поперечному напрямку в перерізі хвилеводу, пропорційні тригонометричним функціям косинус і синус з однаковими аргументами. Ця рівність двох компонентів напруженості між собою традиційно використовується для пошуку площини кругової поляризації, де розмістити феритовий вентиль. Це третій метод дослідження – метод аналогій. Автори використовують цю пропорційність тригонометричним функціям при запропонованому виведенні, а саме у формулах тригонометричних функцій подвійний кут, основної тригонометричної тотожності синус у квадраті плюс косинус у квадраті дорівнює одиниці для заміни констант поширення тригонометричними функціями, це дозволяє позбутися радикалів у формулах, ці радикали знаходяться у формулі через явище дисперсії в прямокутний хвилевід. Решта маніпуляцій з формулою – це приведення подібних термінів.

**Результати.** Як результати отримані аналітичні вирази втрат резонансного феритового вентиля у прямому та зворотному напрямках, а також вентильне співвідношення за допомогою послідовних математичних перетворень. Здійснено такі перетворення. Відношення поздовжньої константи розповсюдження до поперечної константи поширення замінюються

відношеннями тригонометричних функцій синус і косинус, оскільки вони є неперервними на відміну від тангенсів та котангенсів. Таке перетворення дозволяє уникнути квадратних коренів у формулі для втрат феритового ізолятора в прямому і зворотному напрямках, які пов'язані з наявністю дисперсії у хвилеводі, як у формулі для довжини хвилі в хвилеводі. Перетворення базується на мікрохвильовій електродинаміці, а саме використовуються формули для розподілу полів у прямокутному хвилеводі для основного типу хвилі. Подальші перетворення полягають у виведенні спільного множника з дужок та інших арифметичних перетвореннях.

**Висновки.** Отримані результати частково збігаються з відомими [17], виведення формули [17] отримано вперше, проведені дослідження дозволили відкинути гіпотезу про те, що добуток косинусів і синусів у втратах Формула феритового ізолятора є частотною характеристикою, вона з'являється в результаті арифметичних перетворень. Для врахування частотного діапазону використовується, що існує кругова поляризація на середній частоті, також буде циркулярна поляризація на крайній частоті діапазону, але площа кругової поляризації зміститься в порівнянні з положенням площина кругової поляризації на середній частоті. Тобто виходить своєрідна система двох рівнянь відносно двох положень площини поляризації щодо широкої сторони прямокутного перетину хвилеводу. Наукова новизна полягає в систематизації та узагальненні формул втрат резонансного феритового вентиля, доведено зв'язок між формулами з різних літературних джерел, як зарубіжних, так і вітчизняних, що призведе до економії часу для дослідників феритових вентилів для перевірки формули. Практичне значення. Це може бути корисно для навчальних цілей та для оптимізації конструкції феритового ізолятора.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** феритовий вентиль, вентильне співвідношення, втрати в прямому напрямку, втрати в зворотному напрямку, частотні властивості, електродинаміка, верифікація, кругова поляризація, розподіл поля в хвилеводі.

УДК 621.317

## СИСТЕМАТИЗАЦІЯ ФОРМУЛ ПОТЕРЬ РЕЗОНАНСНОГО ФЕРРИТОВОГО ВЕНТИЛЯ

**Зайченко О. Б.** – канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри проектування і експлуатації електронних апаратів Харківського національного університету радіоелектроніки, Харків, Україна.

**Зайченко Н. Я.** – аспірант кафедри мікроелектроніки, електронних приборів і устроїв Харківського національного університету радіоелектроніки, Харків, Україна.

### АННОТАЦІЯ

**Актуальність** роботи состоит в усовершенствовании модели резонансного ферритового вентиля для прямоугольного волновода. Антенно-фидерные устройства, генераторная, приемная, измерительная СВЧ аппаратура содержат в своем составе ферритовые развязывающие приборы, то есть ферритовые вентили и циркуляторы. Объектом исследования является процесс распространения электромагнитной волны через ферритовый вентиль в прямоугольном волноводе. Целью работы является верификация формулы для потерь резонансного ферритового вентиля в прямом и обратном направлении, а также вентильного отношения

**Метод.** Метод исследования в работе, во-первых, критический анализ литературных источников, который был проведен, но не принес желаемых результатов, так как не позволил проверить правильность вывода формулы [17]. Поэтому был выдвинут ряд гипотез, что может означать формула. Это второй метод исследования – выдвижение и опровержение гипотез. Сложность заключалась в наличии в формуле произведения тригонометрических функций, которые можно отнести к частотным свойствам, что было принято за исходную гипотезу, которая впоследствии не получила подтверждения. Проверка включала преобразование формул с использованием математической физики в терминах микроволновой электродинамики, тригонометрии и алгебры. Началом послужила классическая формула [16], аналогичная формуле из [18], принятая без доказательства. Как известно, для основного типа волн в прямоугольном волноводе компоненты напряженности магнитного поля, полученные как решение волнового уравнения при граничных условиях, свойственных прямоугольному волноводу. Одна составляющая напряженности магнитного поля направлена вдоль направления распространения волны, а вторая – в поперечном направлении в сечении волновода, они пропорциональны тригонометрическим функциям косинус и синус с одинаковыми аргументами. Это равенство двух составляющих напряженности магнитного поля традиционно используется для нахождения плоскости круговой поляризации, в которой следует разместить ферритовый вентиль. Это третий метод исследования – метод аналогий. Авторы используют эту пропорциональность тригонометрическим функциям при своем выводе, а именно использованы формулы тригонометрических функций двойной угол, основное тригонометрическое тождество синус в квадрате плюс косинус в квадрате равно единице для замены постоянных распространения тригонометрическими функциями, это позволяет избавиться от радикалов в формулах, эти радикалы находятся в формуле из-за явления дисперсии в прямоугольном волноводе. Остальные манипуляции с формулой – это приведение подобных терминов.

**Результаты.** Путем строгих математических преобразований получены аналитические выражения для потерь резонансного ферритового вентиля в прямом и обратном направлениях, а также вентильного отношения. Такие преобразования были произведены. Отношения постоянной продольного распространения к постоянной поперечного распространения заменяют отношениями тригонометрическими функциями синуса и косинуса, поскольку они непрерывны в отличие от тангенсов и котангенсов. Такое преобразование позволяет избежать квадратных корней в формуле для потерь ферритового изолятора в прямом и обратном направлениях, которые связаны с наличием дисперсии в волноводе, как в формуле для длины волны в волноводе. Преобразование основано на СВЧ электродинамике. Формулы используются для распределения полей в прямоугольном волноводе для основного типа волн. Дальнейшие преобразования заключаются в вынесении общего множителя из скобок и других арифметических преобразованиях.

**Выводы.** Полученные результаты частично совпадают с известными [17], вывод формулы [17] получен впервые, проведенные исследования позволили отказаться от гипотезы о том, что произведение косинусов и синусов в формуле потерь

ферритового вентиля частотная характеристика, оно появляется в результате тригонометрических и арифметических преобразований. Чтобы привлечь внимание частотный диапазон, используется круговая поляризация на средней частоте, круговая поляризация также будет на крайней частоте диапазона, но плоскость круговой поляризации будет смещаться по сравнению с положением плоскости круговой поляризации на средней частоте. То есть получается своеобразная система двух уравнений относительно двух положений плоскости поляризации относительно широкой стороны прямоугольного участка волновода. Научная новизна состоит в систематизации и обобщении формул потерь резонансного ферритового вентиля, доказана связь формул из разных литературных источников, как зарубежных, так и отечественных, что приведет к экономии времени исследователям ферритовых венелей на проверку формулы. Практическое значение. Это может быть полезно в учебных целях и при оптимизации конструкции ферритового изолятора.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** ферритовый вентиль, вентильное отношение, потери в прямом направлении, потери в обратном направлении, частотные свойства, электродинамика, верификация, круговая поляризация, распределение поля в волноводе.

#### ЛИТЕРАТУРА / LITERATURA

1. Fuller A. B. Ferrites at microwave frequencies / A. B. Fuller // IEEE electromagnetic wave series. London: Peter Peregrinus Ltd. – 1987. – Vol. 23. – 256 p. DOI: 10.1049/PBEW023E
2. Kord A. Microwave nonreciprocity / A. Kord, D. L. Sounas, A. Alu. // Proceedings of the IEEE. – 2020. – №108. – P. 1728–1758. DOI: 10.1109/JPROC.2020.3006041
3. Tong W. Magnetically tunable ferrite-loaded waveguide isolator based on magnetic photonic crystals / W. Tong, J. Wang, T. Qui et al. // Progress in Electro-magnetic Research Symposium (PIERS), Shanghai, 8–11 August. – 2016. – P. 409–412. DOI: 10.1109/PIERS.2016.773435
4. Yao J. Modeling of a Ku-Band Rectangular Ferrite-Loaded Waveguide Based on Left-Handed Metamaterial / J. Yao, F. Yang, C. Li et al. // Progress In Electromagnetics Research. – 2016. – Vol. 51. – P. 71–81. DOI:10.2528/PIERM16082301
5. Sanada A. Characteristics of the composite right/left-handed transmission lines / A. Sanada, C. Caloz, T. Itoh. // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2004. – Vol. 14(2). – P. 68–70. DOI: 10.1109/LMWC.2003.822563
6. Okubo K. A Study on Nonreciprocal CRLH-TL Using Ferrite Volume Mode in Ferrite Loaded Rectangular Waveguide / K. Okubo, M. Kishihara. // IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – 2019. – C. 1727–1729. DOI: 10.1109/APMC46564.2019.9038498
7. Mohammadi S. Unbalanced CRLH behavior of ferriteloaded waveguide operated below cutoff frequency / S. Mohammadi, J. Ghalibafan. // Waves in Random and Complex Media. – 2020. – P. 1–16. DOI: 10.1080/17455030.2020.1800133.
8. Mohammadi M. A partially ferrite-filled rectangular waveguide with CRLH response and its application to a magnetically scannable antenna. / M. Mohammadi, F. H. Kashani, J. Ghalibafan. // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. – 2019. – Vol. 491, 165551. – C. 1–8. DOI: 10.1016/j.jmmm.2019.165551
9. Portela G. Ferromagnetic resonance isolator based on a photonic crystal structure with terahertz vortices / G. Portela, V. Dmitriev, D. Zimmer. // Photonic Network Communications. – 2020. – № 39. – C. 47–53. DOI: 10.1007/s11107-019-00871-x
10. Dmitriev V. Vortex-based ferromagnetic resonance isolator in 2D photonic crystal waveguide / V. Dmitriev, D. Zimmer, G. Portela. // SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC). – 2017. – C. 1–5. DOI: 10.1109/IMOC.2017.8121044
11. Three- Dimensional Analysis of Ferrite-Loaded Waveguide Discontinuity by Transverse Operator Method Combined with Mode-Matching Method / [F. Chaabane, H. Benzina, L. El Mir, J. Tao.] // Progress In Electromagnetics Research. – 2017. – Vol. 53. – P. 1–8. DOI:10.2528/PIERM16101703
12. Komissarova E. V. Analysis of a fast-acting waveguide ferrite phase shifter with longitudinal magnetization phasing structure / E. V. Komissarova, V. M. Krekhtunov, Y. S. Rusov // ITM Web of Conferences. – 2019. – P. 1–6. DOI: 10.1051/itmconf/20193006013
13. Abdelaal M. A. Rectangular Waveguide Differential Phase Shifter Based on Horizontal Ferrite Tiles: Accurate Model for Full-Band Operation / M. A. Abdelaal, S. I. Shams, A. A. Kishk // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 23766–23778. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2899567
14. Theoretical and experimental investigation of ferrite-loaded waveguide for ferrimagnetism characterization / [H. Y. Yao, W. G. Chang, L. W. Chang, T. H. Chang] // Progress In Electromagnetics Research. – 2019. – № 90. – P. 195–208. DOI:10.2528/PIERC18102602
15. Marvasti M. Formation of hotspots in partially filled ferrite-loaded rectangular waveguides / M. Marvasti, B. Rejaei. // Journal of Applied Physics. – 2017. – Vol. 122, 233901. – P. 1–9. DOI: 10.1063/1.5008616
16. Микаэлян А. Л. Теория и применение ферритов на сверхвысоких частотах / А. Л. Микаэлян. – М. Л. : Госэнергоиздат, 1963. – 664.
17. Вамберский М. В. Конструирование ферритовых развязывающих устройств СВЧ / М. В. Вамберский, В. П. Абрамов, В. И. Казанцев. – М. : Радио и связь, 1982. – 136 с.
18. Лакс Б. Сверхвысокочастотные ферриты и ферримагнетики / Б. Лакс, К. Баттон ; пер. с англ. под ред. А. Г. Гуревича. – М. : Мир, 1965. – 676 с.
19. Microwave Physics and Techniques Lecture 14 Ferrite Materials [Электронный ресурс]. – 2003. – Режим доступа до ресурсу: [antenna.fe.uni-lj.si/literatura/VajeVT/Cirkulator/stara/Lecture14.pdf](http://antenna.fe.uni-lj.si/literatura/VajeVT/Cirkulator/stara/Lecture14.pdf)
20. Six-port Reflectometer with Kalman Filter Processing of Sensor Signals / [O. Zaichenko, P. Galkin, N. Zaichenko, M. Miroshnyk] // Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET). – 2020. – P. 55–58. DOI: 10.1109/TCSET49122.2020.235390
21. Zaichenko O. Six-Port Reflectometer Model with Accounting on Sensors Mutual Impedance / O. Zaichenko, P. Galkin, N. Zaichenko. // IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW). – 2020. – P. 639–642. DOI: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252666

**МАТЕМАТИЧНЕ  
ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ**

**MATHEMATICAL  
AND COMPUTER MODELING**

**МАТЕМАТИЧЕСКОЕ  
И КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ**

UDC 519.168

**FAST ALGORITHM FOR SOLVING A ONE-DIMENSIONAL UNCLOSED  
DESIRABLE NEIGHBORS PROBLEM**

**Kodnyanko V. A.** – Dr. Sc., Professor, Polytechnic Institute, Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russia.

**ABSTRACT**

**Contex.** The paper formulates a general combinatorial problem for the desired neighbors. Possible areas of practical application of the results of its development are listed. Within the framework of this problem, an analysis of the scientific literature on the optimization of combinatorial problems of practical importance that are close in subject is carried out, on the basis of which the novelty of the formulated problem accepted for scientific and algorithmic development is established.

**Objective.** For a particular case of the problem, the article formulates a one-dimensional unclosed integer combinatorial problem of practical importance about the desired neighbors on the example of the problem of distributing buyers on land plots, taking into account their recommendations on the desired neighborhood.

**Method.** A method for solving the mentioned problem has been developed and an appropriate effective algorithm has been created, which for thousands of experimental sets of hundreds of distribution subjects allows to get the optimal result on an ordinary personal computer in less than a second of counting time. The idea of developing the optimization process is expressed, which doubles the practical effect of optimization by cutting off unwanted neighbors without worsening the maximum value of the desirability criterion.

**Results.** The results of the work include the formulation of a one-dimensional unclosed combinatorial problem about the desired neighbors and an effective algorithm for its solution, which makes it possible to find one, several, and, if necessary, all the options for optimal distributions. The main results of the work can also include the concept and formulation of a general optimization combinatorial problem of desirable neighbors, which may have theoretical and practical prospects.

**Conclusions.** The method underlying the algorithm for solving the problem allows, if necessary, to easily find all the best placement options, the number of which, as a rule, is very large. It is established that their number can be reduced with benefit up to one by reducing the number of undesirable neighborhoods, which contributes to improving the quality of filtered optimal distributions in accordance with this criterion. The considered problem can receive prospects for evolution and development in various subject areas of the economy, production, architecture, urban studies and other spheres.

**KEYWORDS:** problem of desirable neighbors, unclosed problem, combinatorial problem, chain of vertices of the graph, optimal distribution.

**ABBREVIATIONS**

BBM is a method of branches and boundaries;  
DNP is a desirable neighbors problem;  
MP is a marriages problem;  
RMP is a problem of roommates;  
TSP is a traveling salesman problem.

$v[i].s$  –  $i$ -buyer number;  
 $v[i].d$  – number of the desirable neighbor for the  $i$ -buyer;  
 $W$  – one-way or two-way chain of vertices of the desirability graph.

**NOMENCLATURE**

$C(V)$  – desirability criterion;  
 $G$  – desirability graph;  
 $K$  – the number of optimal options for placing buyers  
by plot;  
 $M(W)$  – chain length  $W$ ;  
 $n$  – number of buyers and plots;  
 $V$  – desirability vector;

**INTRODUCTION**

A number of algorithms for solving classical optimization combinatorial problems are known, which find practical application in scientific, economic, industrial and other spheres. Examples are algorithms for solving the traveling salesman problem in determining optimal routes [1, 2], the classical and modified problem of roommates [3, 4], marriages problem, satchels, appointments and a number of other problems [5, 6, 7].

Along with these problems, we can give examples of other equally important modern problems that were not only not solved, but not even put in mathematical and algorithmic plans. These problems can be combined with the theme of the desired neighborhood. These may include problems of

- ensuring the desired neighborhood of wagons in the formation of a railway train that meets some criterion of optimality (for example, fire safety) [8];
- optimal planning of the sequence of technological operations when loading the production capacities of machine-building enterprises, ensuring minimal resource costs for their adjustment [9];
- drawing up calendar schedules and schedules of the sequence of loading of these capacities for the same purpose [10];
- ensuring the desirable order of placing goods in commercial premises for the shortest bypass from the point of view of a potential buyer when buying goods of a certain type or conflict-free of their neighbors [11];
- optimal urbanism in the desired neighborhood of residential buildings and related infrastructure [12];
- in agricultural engineering when determining the desired neighborhood of crops for joint fertilizing or processing of sown areas, providing optimal cost savings [13];
- in decorative design of objects to ensure an optimal aesthetic combination of colors, styling of buildings in architectural terms, minimizing the conflict of neighboring architectural styles in large areas, etc. [14].

Such problems can have a one-dimensional character (for example, the neighbors of houses along one side of the street) or a two-dimensional character (neighborhood on the plane of a residential area, adjacent apartments of the house). Other variants of similar problems are possible.

To solve optimization combinatorial problems, appropriate methods are required. To the listed classical problems are usually applied methods related to the areas of optimization theory in applied mathematics, operations research, algorithm theory and computational complexity theory [14]. All of them are united by the problem of finding the optimal combination of objects on a finite set, provided by the methods of integer programming [15]. It is known that optimal combinatorial problems can be solved by a universal method of simply enumeration of all possible combinations of permutation of objects, on the basis of which the criterion of arrangement is consistently optimized. This method allows you to find one, several or all accurate solutions to the problem, if any. However, these problems belong to the class of so-called NP-complete problems, which, even with a relatively small number of objects, cannot be solved by iterating over options by any computers in an acceptable time [16]. Therefore, to solve each such problem, special methods are developed that take into account their characteristics, which are able to work faster than algorithms based on the brute-machine method.

## 1 PROBLEM STATEMENT

As an example, consider the problem of the desired neighbors when placing objects, which can be of practical importance. Suppose, there is a rectangular land mass of suburban purposes, which is divided into  $n$  plots in one line, and there are  $n$  buyers for these plots. The administration allows each buyer to choose another buyer as a desirable neighbor. For simplicity, we assume that each buyer can choose only one desirable neighbor, and his as a desirable neighbor can choose no more than two other buyers. The problem is to find such an option for placing buyers on the sites, in which the number of implemented wishes will be maximum.

At first glance, this problem corresponds to the RMP. The difference is that in the latter there are  $n$  rooms and  $2n$  students, but the above problem does not contain such conditions. A correct analogy would be a soldier's barracks, which takes into account the wishes of the soldiers about the desired neighborhood. The MP is also close in meaning, but it assumes the presence of a gender of participants in the optimization process, which is not important for the DNP. Thus, the problem has no analogues and this is its novelty.

Obviously, the problem is one-dimensional. Fig. 1 shows an example of the desirability vector  $V$ , which contains data on the wishes expressed by buyers.

S	1	2	3	4	5
D	4	5	4	2	3

Figure 1 – Desirability vector  $V$

Each element  $v[i]$  of the vector  $V$  contains two attributes  $v[i].s$  – the buyer number and the  $v[i].d$  number of the desired neighbor. In this case, the array is divided into  $n = 5$  plots and there are 5 buyers on them. By the vector it is possible to determine that the first buyer  $v[1].s = 1$  would like to have a neighbor of the buyer  $v[1].d = 4$ ,  $2 - 5$ ,  $3 - 4$ ,  $4 - 2$ ,  $5 - 3$ . Graphically indicated customer preferences can be visualized using the oriented desirability graph  $G$ , which is shown in Fig. 2.

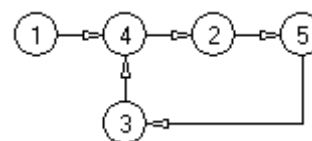


Figure 2 – Desirability graph  $G$

If arrange buyers on the plots in the specified order, then only the desire of the buyer 3, who will receive the desired neighbor 4, will be satisfied. The wishes of other buyers will not be taken into account. For such a vector, the desirability criterion  $C(V) = 1$ . For the arrangement of 4–2–5–3–1 we have  $C(V) = 3$ , that is, the result will be better. However, if you arrange buyers in line  $S$  in order of 2–5–3–4–1, then the result  $C(V) = 4$  will be even better.



Having performed all the permutations, we find that this result is optimal and, therefore, is the solution to the problem. In this case, it turns out that there are several other options that give the same value of the criterion of optimality  $C(V)$ , (for example, such an option is 1–4–2–5–3). This analysis shows that the problem is integer, combinatorial and optimization, allowing a solution in the form of many optimal options for arranging buyers by site.

## 2 REVIEW OF THE LITERATURE

As noted above, the universal method of solving integer combinatorial problems is the method of enumerating the possible variants of the arrangement [17]. The disadvantage of the method is that it can be used for optimization only with a small number of objects. Even for the fastest computers, its capabilities are limited to  $n = 15$ , and for the bulk of personal computers used in calculations, this number is limited to  $n = 12$  [18]. Therefore, the brute-put method is unsuitable for solving practical problems for  $n > 12$ .

The idea of reducing the number of options to go is to consider only promising options [18]. The proposed approach to finding optimal solutions to many problems of optimal combinatorics is called the BBM. Finding a solution by the BBM is associated with the tree of finding the optimal solution. The method assumes the presence of a root from which the branches of the decision tree emanate. The use of boundaries stimulates or inhibits the growth of branches on such a tree. The method uses the procedure for breaking down the permissible solutions of the original problem into non-intersecting subsets of smaller size and evaluating them. Each step of the partitioning algorithm is accompanied by a check of the condition of whether or not contains each such subset of the optimal solution, thereby cutting off a large number of variants that do not need to be checked [1]. The fact of using the root indicates the futility of using BBM in solving the DNP since it is not known from which vertex of the graph  $G$  the optimal sequence of distribution of plots buyers can proceed.

Two other combinatorial problems are known. This is the problem of RMP and the MP [3, 4, 5]. Both problems are specific. The first is characterized by the fact that in the dormitory students live by two people in a room and there is no restriction used by the second problem, involving the division into two sexes. Both problems are solved by brute-factor method, while unlike the MP, the RMP may not have a solution [3].

There are other optimization combinatorial problems solved by go-over methods, the effectiveness of which is based on cutting off unpromising permutations [19].

The analysis of the methods used to determine the optimal solutions of optimization combinatorial problems allows us to conclude that there is no variant of the method of branches and boundaries for solving the DNP. Methods of solving problems about RMP and MP are also not suitable. Therefore, the approach that guarantees the

solution of the above problem is to develop a method that takes into account the specifics of this class of problems.

## 3 MATERIALS AND METHODS

The DNP has obvious solutions for some special cases.

1. A situation is possible when all buyers do not care who will be their neighbors. An example is shown in Fig. 3. In this case, any arrangement of buyers on the sites will be optimal. For them,  $C(V) = 0$ .

S	1	2	3	4	5	6
D	0	0	0	0	0	0

Figure 3 – Neutral neighborhoods

2. Obviously, the maximum value of the desirability criterion with the number of subjects  $M(V) = n$  is equal to  $C(V) = n$ , which is possible only with an even number of buyers and a mutual pairwise desirable neighborhood, as shown in Fig. 4.

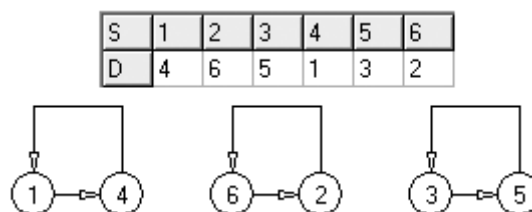


Figure 4 – Reciprocal paired desirable neighborhoods

The initial distribution for  $n = 6$  will be optimal, giving the optimality criterion the maximum possible value.

3. For all other variants of the arrangement, the desirability criterion cannot exceed the value of  $C(V) = n-1$ . A typical example of such a distribution is represented by the cyclic arrangement, which is shown in Fig. 5.

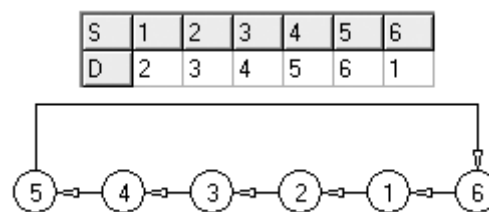


Figure 5 – Cyclical desirable neighborhoods

Any cyclical shift of such an arrangement to the left or right will give a new optimal arrangement. Inverse cyclic arrangements, in which the arrows have opposite directions, will also be optimal.

The data presented in Fig. 4 show that in some cases the set of vertices of a graph  $G$  can be represented by combining non-intersecting subsets of vertices.

$$V = V_1 \cup V_2 \cup \dots \cup V_{k-1} \cup V_k, \quad (1)$$

where  $k$  is the number of subsets.

For example, for the matrix shown in Fig. 4,  $k = 3$ ,  $V_1(S) = (1,4)$ ,  $V_2(S) = (6,2)$ ,  $V_3(S) = (3,5)$ . Obviously, the value of the desirability criterion of a vertices set is equal to the sum of the values of its subsets criteria

$$C(V) = \sum_{i=1}^k C(V_i). \quad (1)$$

It is also obvious that for distributions where all buyers have chosen desirable neighbors, subsets of a graph in which there are at least two vertices always have a vertex cycle. Indeed, if there were no such cycle, there would always be at least one vertex without a desirable neighbor, when there would be a break in ties, which within one subset is impossible. This conclusion extends to a graph represented by one set of vertices connected to each other. An example of such a graph is shown in Fig. 6.

In the above example, the cycle is formed by vertices 1, 6, 4, 7. If there were no way out for any of these vertices in such a graph, it would mean that the relevant buyers are neutral in choosing the desired neighbor. For other vertices, the absence of an arrow would mean, in addition, that the set is divided into at least two non-intersecting subsets, which contradicts the condition that the set of vertices of the graph for this example is unique.

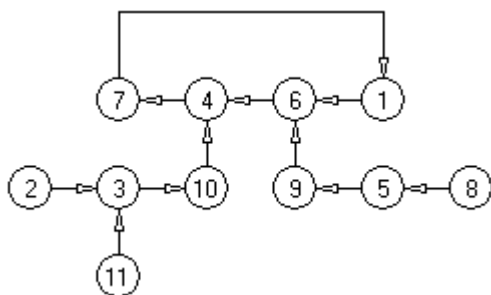


Figure 6 – Graph with cycle

If the original arrangement does not correspond to any of the special cases considered, then the search for a solution begins with the division of the set  $V$  into non-intersecting subsets. The first subset includes the first element  $V$ , and among the remaining elements is selected that is desirable for the first or the first is desirable for it. If there is such an element, it is added to the first subset. The process continues as long as such elements can be detected. Similarly, we are looking for other subsets until all the elements of the set  $V$  are exhausted. Fig. 7 shows an example of two formed subsets  $V_1$  and  $V_2$  of the original set  $V$  of 11 objects.

It follows that each buyer and his desired neighbor always belong to one subset. The next step in optimization is to find the optimal distributions for each subset. To do this, divide all the vertices of the graph into three types – those that do not have inputs, have one input and have more than one input. Let's call the first

S	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
D	3	5	5	8	2	4	2	11	6	4	6

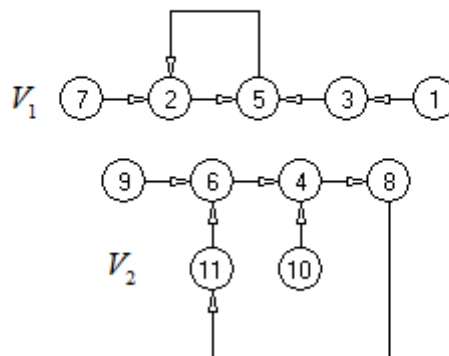


Figure 7 – Graphical representation of a set  $V$  of two non-intersecting subsets  $V_1$  and  $V_2$

“terminal”, the second “transit” and the third “unification”. In Fig. 8, the terminal vertices are colored yellow, the transit vertices as azure and the unifying ones are green.

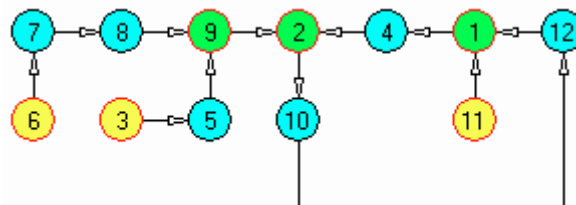


Figure 8 – Three types of vertices of a graph

The chains of vertices that are part of the distributions, including optimal, often begin and end with terminal vertices. Unifying vertices are the branching points of chains, or unifying points, in which the ends of two chains merge into one. An example is shown in Fig. 9. For this chain, the desirability criterion is  $C(W_1) = 2$ . The sequence  $W_1$  is obtained by combining chains (1,3) and (2,3), where 1 and 2 are terminal, 3 are unification.

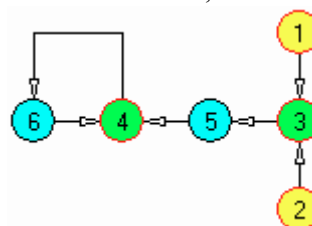


Figure 9 – Combined vertex chain

The key point of the method is the obvious fact that for the chain  $W_1$  it is impossible to find the best option for vertex alternation from the point of view of the desirability criterion, except for its involution, which has the same desirability criterion. Therefore, if we cut off a given chain from its subset, then the optimal value of the criterion of the desirability of the subset will be equal to the sum of the criterion of this chain and the optimal criterion of the subset minus the vertices of the cut chain.

Subtracting a subset of  $W_1$  from the set  $W$  will give a new subset of  $W_2 = (5,4,6)$ , in which, as can be seen from Fig. 10, a new terminal vertex 5 appears.

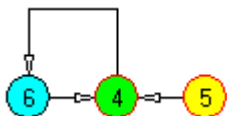


Figure 10 – Graph of vertices  $W_2$  obtained by subtracting chain  $W_1$  from chain  $W$

If you select the combined chain  $W_2 = (6,4,5)$  in the graph, then for it  $C(W_2) = 3$ .

The total desirability criterion for  $W$  is  $C(W_2) = C(W_1) + C(W_2) = 2 + 3 = 5$ . The distribution of  $W = (1,3,2)(6,4,5) = (1,3,2,6,4,5)$  is optimal. This distribution takes into account the wishes of subjects 1, 2, 6, 4, 5 and does not take into account the wishes of subject 3.

The combined chains can be divided into two types – one-way and two-way. One-way chains have no unifying vertices. Such chains may not have vertices, or have an arbitrary number of them (Fig. 11a). Two-way chains always contain one unifying vertex, two terminal vertices, and an arbitrary number of transit vertices (Fig. 11b).

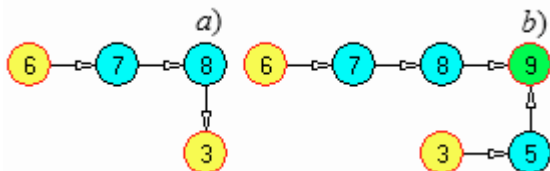


Figure 11 – One-way  $a$  and two-way  $b$  vertex chains

Sequential cutting of two-way chains should be carried out until there is not a single unifying vertex left outside the cycle (Fig. 12).

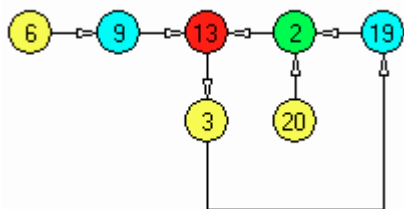


Figure 12 – Unifying vertices remained only on the cycle

At the same time, only one-way chains adjacent to the unifying vertices of the cycle will remain outside the cycle.

If the cycle does not contain two mutually desirable subjects, then the further optimization process deals with the break of the cycle along its vertices.

The break is made at each vertex of the cycle, followed by the cutting off of the two-way chains until a single one-way chain remains. Fig. 13 shows the situation with the gap at vertex 13.

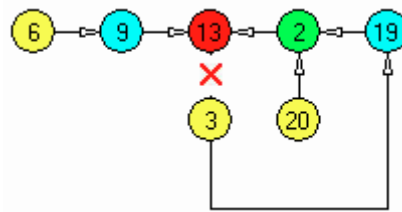


Figure 13 – Cycle with a gap at the vertex 13

There are two options for completing optimization on the current vertex with a gap. In the first case, it is possible to construct a two-way chain  $W_1 = (6,9,13,2,20)$ , for which  $C(W_1) = 4$ , and a one-way chain  $W_2 = (3,19)$ , for which  $C(W_2) = 1$ . In this case,  $C(W) = C(W_1) + C(W_2) = 5$ . In the second case,  $W_1 = (3,19,2,13,9,6)$ , for which  $C(W_1) = 5$ , and a one-way chain  $W_2 = (20)$ , for which  $C(W_2) = 0$ . In this case,  $C(W) = C(W_1) + C(W_2) = 5$ . Both options give the same total desirability and either of these distributions can be chosen as the optimal. By adding the last chains to the previously cut off two-way chains, we get the final distribution for this variant of cycle break. Similarly, a gap is made on other vertices of the cycle and for each such variant from them a distribution is created. Choosing the best of them, we get the optimal distribution, which is a solution for a given subset of vertices. By performing similar optimization for all subsets, we get an optimal solution to the problem for the whole set by combining optimal solutions for all its subsets.

Thus, the enlarged step-by-step algorithm for solving the DNP can be represented in the following form.

Step 1. Divide the set of subjects into non-intersecting subsets.

Step 2. For each subset, cut off the two-way chains as long as possible. If the result is a one-way chain, then after its optimization and inclusion in the union of previously cut off two-way chains, we get the optimal distribution for the current subset. If a loop exists, then you must consistently perform optimization with a gap at each vertex of the cycle, choosing the best of the distributions as the optimal. By adding it to the union of previously cut two-way chains, we get the optimal distribution for this subset.

Step 3. Combine the optimal distributions for each subset. This association will give an optimal distribution for the whole set of subjects.

#### 4 EXPERIMENTS

The developed algorithm was programmed on an ordinary personal computer in the Delphi visual programming environment [20]. Calculations were carried out for  $n \in [3,1000]$ .

Random sets with one and many subsets, with and without loops (the latter correspond to sets with subjects that have a neutral relation to the neighborhood) were considered. Verification of the algorithm was carried out by comparing the calculated data with the results of

calculations by brute-factor method at  $n < 12$  for thousands of random sets. In all cases, the optimality of the solutions obtained is confirmed.

Verification of the algorithm was carried out for 2500 randomly generated initial distributions. Table 1 shows the main results of the experiments for different values of the parameter  $n$ .

Table 1 – Results of computational experiments

$n$	Average number of subsets	Average number of cut off chains	Average number of vertices in a chain	Average optimization time, s
10	1.41	2.2	3.4	0.01
50	1.63	8.6	6.1	0.21
100	1.97	11.4	8.5	0.43
500	2.65	18.7	16.4	0.65
1000	3.82	44.3	22.6	0.87

As can be seen from Table 1, the average number of subsets of the generated initial distributions selected by the algorithm is weakly dependent on the number  $n$  of their subjects. This dependence is much stronger on the random number of cut off chains and the average number of vertices in each such chain. It can also be seen that the optimization time is almost linearly dependent on the number of subjects, and in all cases it does not exceed one second to obtain the optimal distribution. It was found that there is no regularity for the dependence of the average number of vertices in cycles on the number of subjects. Their number may vary significantly from one distribution option to another. For example, in a distribution with  $n = 100$ , there may be 15 vertices in a cycle, and in the distribution for  $n = 1000$  it can be 4.

Thus, in practice, the effectiveness of the developed algorithm for solving the DNP in terms of its optimality and speed is confirmed.

## 5 RESULTS

The results of the work include the formulation of a one-dimensional unclosed combinatorial problem about the desired neighbors and an effective algorithm for its solution, which allows you to find one, several, and, if necessary, all the options for optimal distributions. In addition, the main results of the work can also include the concept and formulation of a general optimization combinatorial DNP, which, presumably, will have theoretical and practical prospects. This problem can be evolved and developed in various subject areas of economics, production, architecture, urban studies and other areas.

## 6 DISCUSSION

The method underlying the algorithm for solving the problem allows, if necessary, to easily find all the best options for placing buyers on the sites. To do this, you need to define all subsets of the vertices of the desirability graph and all the cut off two-way and one-way chains in each of them. The subset arranged in any sequence and the vertex chains belonging to them will give optimal distributions. In addition, the involution of such chains will also give an optimal distribution.

To reduce the number of optimal distributions, it is possible to set an additional problem of cutting off those

options that indicate an undesirable neighbors of the terminal vertices of the chains connected to each other that has practical interest. To do this, after the end of the optimization process, it would be possible to conduct a second round of a survey among buyers about which neighbors from the proposed list, on the contrary, are undesirable for them. This procedure seems appropriate, because with the same optimal desirability criterion, the effect of the resulting solution is doubled by cutting off the best options with undesirable neighborhoods, which seems no less important within the framework of the problem under consideration.

For example, the chains  $W_1 = (1,3,2)$  and  $W_2 = (6,4,5)$  shown in Fig. 9 may be optimally distributed adjacent to each other. In this case, each of the subjects 1 or 2 may be neighbors of subjects 5 or 6. If you conduct a survey on the undesirability of such a neighborhood, where a positive answer will be received, then one of the chains can be moved to another place of distribution without compromising the general criterion of optimality. At the same time, obviously, the quality of the method will increase, because recommendations will be taken into account not only about the desirable, but also about the undesirable neighborhood.

Such surveys can be iterative. They can be carried out until there is the only optimal option for the final distribution of buyers on the sites. Since the algorithm works quickly, this option can be obtained in a short time within each iterative survey session.

## CONCLUSIONS

The paper formulates a general combinatorial problem of the desired neighbors. Possible areas of practical application of the results of its development are listed. Within the framework of this problem, an analysis of the scientific literature on the optimization of combinatorial problems of practical importance that are close in subject is carried out. On this basis, the novelty of the formulated problem is established. A one-dimensional unclosed problem is considered on the example of the problem of distribution of buyers on land plots, taking into account their recommendations on the desired neighborhood. An effective method of solving the problem has been developed and an appropriate algorithm has been created, which for hundreds of distribution subjects allows to get

the optimal result on an ordinary personal computer in less than a second of counting time. The idea of continuing the optimization process is proposed, which doubles the practical effect by cutting off unwanted neighborhoods without worsening the optimal value of the general desirability criterion.

#### ACKNOWLEDGEMENTS

The work was carried out within the framework of the scientific research budget themes «Methods of modeling and optimizing of quality control information systems on the basis of intellectual technologies» at the Department of Standardization, Metrology and Quality Management of the Polytechnic Institute of the Siberian Federal University.

#### REFERENCES

1. Khodamoradi K., Krishnamurti R. Prize Collecting Travelling Salesman Problem, Fast Heuristic Separations, *In Proceedings of 5th the International Conference on Operations Research and Enterprise Systems*, 2016, Vol. 1, pp. 380–387. DOI: 10.5220/0005758103800387
2. Babin G., Deneault S., Laporte G. Improvements to the Or-opt heuristic for the symmetric travelling salesman problem, *The Journal of the Operational Research Society*, 2005, Vol. 58, No. 3, pp. 402–407. DOI: 10.1057/palgrave.jors.2602160
3. Land A. H., Doig A. G. An Automatic Method for Solving Discrete Programming Problems, *Econometrica*, 2010, Vol. 28, No. 3, pp. 497–520. DOI: 10.1007/978-3-540-68279-0\_5
4. Robert W. I. An efficient algorithm for the “stable roommates” problem, *Journal of Algorithms*, 1985, Vol. 6, pp. 577–595. DOI: 10.1016/0196-6774(85)90033-1
5. Kenneth P. B., Peter G. D. Non-sexist solution of the ménage problem, *The American Mathematical Monthly*, 1986, Vol. 93, No. 7, pp. 514–519. DOI: 10.2307/2323022
6. Holst L. On the ‘problème des ménages’ from a probabilistic viewpoint, *Statistics and Probability Letters*, 1991, Vol. 11, pp. 225–231. DOI: 10.1016/0167-7152(91)90147-J
7. Gessel I., Rota G.-C. *Classic Papers in Combinatorics*. Boston, Birkhäuser, 2009, 501 p. DOI: 10.1007/978-0-8176-4842-8\_8
8. Li Y.Z., Ingason H., Lonnermark A. Fire development in different scales of train carriages, *Fire Safety Sci 11*, 2014, pp. 302–315. DOI: 10.3801/IAFSS.FSS.11-302
9. Xiting G., Sean X. Z. Optimal Production Planning with Emissions Trading, *Operations Research*, 2013, Vol. 61, No. 4, pp. 908–924. DOI:10.2307/23481804
10. Xu Y., Wenye W. Localized Scheduling for Practical and Optimal Capacity Utilization in Large Wireless Networks, *IEEE Global Telecommunications Conference*, 2009, pp. 1–6. DOI: 10.1109/GLOCOM.2009.5425722
11. Dever E., Sertysesilisik B., Rostron, J. The refurbishment of small-scale retail premises in relation to the Disability Discrimination Act 1995, *Journal of Retail & Leisure Property*, 2009, Vol. 8, pp. 79–90. DOI: 10.1057/rlp.2009.1
12. Rogers D., Keane A., Alizadeh T., Nelson J. *Understanding Urbanism*. Singapore, Palgrave Macmillan, 2020, pp. 179–194. DOI: 10.1007/978-981-15-4386-9\_1
13. Arroyo F. *Sown in Earth: Essays of Memory and Belonging*. Chicago, University of Arizona Press, 2020, 280 p. DOI: 10.2307/j.ctvw04c0s.
14. Gryncewicz W., Kutera R. Web Oriented Architectural Styles for Integrating Service e-Marketplace Systems, *In Proceedings of the Seventh International Symposium on Business Modeling and Software Design*, 2017, pp. 72–80. DOI: 10.5220/0006527600720080
15. Lavrov I., Maksimova L., Corsi G. Problems in Set Theory, Mathematical Logic and the Theory of Algorithms. Boston, Springer, 2003, 517 p. DOI: 10.1007/978-1-4615-0185-5\_3
16. Goldreich O. P. NP and NP-Completeness: The Basics of Computational Complexity. Cambridge, Cambridge University Press, 2010, 216 p. DOI: 10.1017/CBO9780511761355
17. Ellard D. Polyiamond enumeration, *The Mathematical Gazette*, 1982, Vol. 66, No. 438, pp. 310–314. DOI: 10.2307/3615527
18. Wätjen D. Parallel communicating limited and uniformly limited 0L systems, *Theoretical Computer Science*, 2001, Vol. 255, pp. 163–191. DOI: 10.1016/S0304-3975(99)00162-0
19. Polyakov A. B. On equilibrium distributions on a set of permutations of the integers, *Russian Mathematical Surveys*, 1999, Vol. 54, No. 2, pp. 450–452. DOI: 10.1070/RM1999v054n02ABEH000145
20. Shemitz J. NET 2.0 for Delphi Programmers. Berkeley, Apress, 2006, 280 p. DOI: 10.1007/978-1-4302-0174-8\_10

Received 03.11.2021.  
Accepted 29.12.2021.

УДК 519.168

#### БЫСТРЫЙ АЛГОРИТМ РЕШЕНИЯ ОДНОМЕРНОЙ НЕЗАМКНУТОЙ ЗАДАЧИ О ЖЕЛАТЕЛЬНЫХ СОСЕДЯХ

**Коднянко В. А.** – д-р техн. наук, профессор кафедры стандартизации, метрологии и управления качеством, Политехнический институт Сибирского федерального университета, Красноярск, Россия.

#### АННОТАЦИЯ

**Актуальность.** В работе сформулирована общая комбинаторная проблема желательного соседства. Перечислены возможные сферы практического применения результатов ее разработки. В рамках данной проблемы проведен анализ научной литературы по оптимизации близких по тематике комбинаторных задач, имеющих практическое значение, на основе которого установлена новизна сформулированной проблемы, принятой к научной и алгоритмической разработке.

**Цель.** Для частного случая проблемы в статье сформулирована имеющая практическое значение одномерная незамкнутая целочисленная комбинаторная задача о желательном соседстве на примере проблемы распределения покупателей по земельным участкам с учетом их рекомендаций о желательном соседстве.

**Метод.** Розробтан метод рішення упомянутой задачі и создан соответствующий эффективный алгоритм, который для тысяч экспериментальных множеств из сотен субъектов распределения позволяет на обычном персональном компьютере получить оптимальный результат менее чем за секунду времени счета. Высказана идея развития процесса оптимизации, которая удваивает практический эффект от оптимизации за счет отсеивания нежелательных соседств без ухудшения максимальной величины критерия желательности.

**Результаты.** К результатам работы относится постановка одномерной незамкнутой комбинаторной задачи о желательных соседях и эффективный алгоритм ее решения, который позволяет найти один, несколько, а при необходимости все варианты оптимальных распределений. К основным результатам работы можно также отнести концепцию и постановку общей оптимизационной комбинаторной проблемы желательных соседей, которая может иметь реальные теоретические и практические перспективы.

**Выводы.** Метод, лежащий в основе алгоритма решения задачи, позволяет при необходимости без затруднений найти все оптимальные варианты размещения, число которых как правило, весьма велико. Установлено, что их количество может быть уменьшено с пользой вплоть до единицы за счет уменьшения количества нежелательных соседств, что способствует повышению качества отфильтрованных оптимальных распределений в соответствии с данным критерием. Рассмотренная проблема может получить перспективы развития и разработки в различных предметных областях экономики, производства, архитектуры, урбанистики и других сферах.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** задача о желательных соседях, незамкнутая задача, комбинаторная задача, цепочка вершин графа, оптимальное распределение.

УДК 519.168

## ШВИДКИЙ АЛГОРИТМ ВИРІШЕННЯ ОДНОМІРНОЇ НЕЗАМКНЕНОЇ ЗАДАЧІ ПРО БАЖАНИХ СУСІДІВ

**Коднянко В. А.** – д-р техн. наук, професор кафедри стандартизації, метрології та управління якістю. Політехнічний інститут Сибірського федерального університету, Красноярськ, Росія.

### АНОТАЦІЯ

**Актуальність.** У роботі сформульовано спільну комбінаторну проблему бажаного сусідства. Наведено можливі сфери практичного застосування результатів її розробки. В рамках цієї проблеми проведено аналіз наукової літератури з оптимізації близьких за тематикою комбінаторних завдань, що мають практичне значення, на основі якого встановлено новизну сформульованої проблеми, прийнятої до наукової та алгоритмічної розробки.

**Ціль.** Для окремого випадку проблеми у статті сформульовано одномірне незамкнене цілечисленне комбінаторне завдання, що має практичне значення, про бажане сусідство на прикладі проблеми розподілу покупців по земельних ділянках з урахуванням їх рекомендацій про бажане сусідство.

**Метод.** Розроблено метод вирішення згаданої задачі та створено відповідний ефективний алгоритм, який для тисяч експериментальних множин із сотень суб'єктів розподілу дозволяє на звичайному персональному комп'ютері отримати оптимальний результат менш ніж за секунду часу рахунку. Висловлено ідею розвитку процесу оптимізації, яка подвоює практичний ефект від оптимізації за рахунок відсікання небажаних сусідств без погіршення максимальної величини критерію бажаності.

**Результати.** До результатів роботи відносяться постановка одновимірної незамкнутої комбінаторної задачі про бажаних сусідів та ефективний алгоритм її вирішення, який дозволяє знайти один, кілька, а за необхідності всі варіанти оптимальних розподілів. До основних результатів роботи можна також віднести концепцію та постановку загальної оптимізаційної комбінаторної проблеми бажаних сусідів, яка може мати реальні теоретичні та практичні перспективи.

**Висновки.** Метод, що лежить в основі алгоритму розв'язання задачі, дозволяє при необхідності легко знайти всі оптимальні варіанти розміщення, число яких як правило, дуже велике. Встановлено, що їх кількість може бути зменшена з користю до одиниці за рахунок зменшення кількості небажаних сусідств, що сприяє підвищенню якості відфільтрованих оптимальних розподілів відповідно до даного критерію. Розглянута проблема може отримати перспективи розвитку та розробки у різних предметних галузях економіки, виробництва, архітектури, урбанистики та інших сферах.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** задача про бажаних сусідів, незамкнена задача, комбінаторна задача, ланцюжок вершин графа, оптимальний розподіл.

### ЛІТЕРАТУРА / LITERATURA

1. Khodamoradi K. Prize Collecting Travelling Salesman Problem, Fast Heuristic Separations / K. Khodamoradi, R. Krishnamurti // In Proceedings of 5th the International Conference on Operations Research and Enterprise Systems. – 2016. – Vol. 1. – P. 380–387. DOI: 10.5220/0005758103800387
2. Babin G. Improvements to the Or-opt heuristic for the symmetric travelling salesman problem / G. Babin, S. Deneault, G. Laporte // The Journal of the Operational Research Society. – 2005. – Vol. 58, No. 3. – P. 402–407. DOI: 10.1057/palgrave.jors.2602160
3. Land A. H. An Automatic Method for Solving Discrete Programming Problems / A. H. Land, A. G. Doig // Econometrica. – 2010. – Vol. 28, No. 3. – P. 497–520. DOI: 10.1007/978-3-540-68279-0\_5
4. Robert W. I. An efficient algorithm for the «stable roommates» problem / W. I. Robert // Journal of Algorithms. – 1985. – Vol. 6. – P. 577–595. DOI: 10.1016/0196-6774(85)90033-1
5. Kenneth P. B. Non-sexist solution of the ménage problem / P. B. Kenneth, G. D. Peter // The American Mathematical Monthly. – 1986. – Vol. 93, No. 7. – P. 514–519. DOI: 10.2307/2323022
6. Holst L. On the 'problème des ménages' from a probabilistic viewpoint / L. Holst // Statistics and Probability Letters. – 1991. – Vol. 11. – P. 225–231. DOI: 10.1016/0167-7152(91)90147-J

7. Gessel I. *Classic Papers in Combinatorics* / I. Gessel, G.-C. Rota. – Boston : Birkhäuser, 2009. – 501 p. DOI: 10.1007/978-0-8176-4842-8\_8
8. Li Y. Z. Fire development in different scales of train carriages / Y. Z. Li, H. Ingason, A. Lonnermark // *Fire Safety Sci* 11. – 2014. – P. 302–315. DOI: 10.3801/IAFSS.FSS.11-302
9. Xiting G. Optimal Production Planning with Emissions Trading / G. Xiting, X. Z. Sean // *Operations Research*. – 2013. – Vol. 61, No. 4. – P. 908–924. DOI:10.2307/23481804
10. Xu Y. Localized Scheduling for Practical and Optimal Capacity Utilization in Large Wireless Networks / Y. Xu, W. Wenye // *IEEE Global Telecommunications Conference*. – 2009. – P. 1–6. DOI: 10.1109/GLOCOM.2009.5425722
11. Dever E. The refurbishment of small-scale retail premises in relation to the Disability Discrimination Act 1995 / E. Dever, B. Sertysesilisik, J. Rostron // *Journal of Retail & Leisure Property*. – 2009. – Vol. 8. – P. 79–90. DOI: 10.1057/rlp.2009.1
12. *Understanding Urbanism* / [D. Rogers, A. Keane, T. Alizadeh, J. Nelson]. – Singapore : Palgrave Macmillan, 2020. – P. 179–194. DOI: 10.1007/978-981-15-4386-9\_1
13. Arroyo F. *Sown in Earth: Essays of Memory and Belonging* / F. Arroyo. – Chicago : University of Arizona Press, 2020. – 280 p. DOI: 10.2307/j.ctvw04c0s.
14. Gryniewicz W. Web Oriented Architectural Styles for Integrating Service e-Marketplace Systems / W. Gryniewicz, R. Kutera // *In Proceedings of the Seventh International Symposium on Business Modeling and Software Design*. – 2017. – P. 72–80. DOI: 10.5220/0006527600720080
15. Lavrov I. *Problems in Set Theory, Mathematical Logic and the Theory of Algorithms* / I. Lavrov, L. Maksimova, G. Corsi. – Boston : Springer, 2003. – 517 p. DOI: 10.1007/978-1-4615-0185-5\_3
16. Goldreich O. P. *NP and NP-Completeness: The Basics of Computational Complexity* / O. Goldreich. – Cambridge : Cambridge University Press, 2010. – 216 p. DOI: 10.1017/CBO9780511761355
17. Ellard D. Polyiamond enumeration / D. Ellard // *The Mathematical Gazette*. – 1982. – Vol. 66, No. 438. – P. 310–314. DOI: 10.2307/3615527
18. Wätjen D. Parallel communicating limited and uniformly limited 0L systems / D. Wätjen // *Theoretical Computer Science*. – 2001. – Vol. 255. – P. 163–191. DOI: 10.1016/S0304-3975(99)00162-0
19. Polyakov A. B. On equilibrium distributions on a set of permutations of the integers / A. B. Polyakov // *Russian Mathematical Surveys*. – 1999. – Vol. 54, No. 2. – P. 450–452. DOI: 10.1070/RM1999v054n02ABEH000145
20. Shemitz J. *NET 2.0 for Delphi Programmers* / J. Shemitz. – Berkeley : Apress, 2006. – 280 p. DOI: 10.1007/978-1-4302-0174-8\_10