

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



Радіоелектроніка Інформатика Управління

Radio Electronics Computer Science Control

Радиоэлектроника Информатика Управление



2020/3



Національний університет «Запорізька політехніка»

Радіоелектроніка, інформатика, управління

Науковий журнал

Виходить чотири рази на рік

№ 3(54) 2020

Заснований у січні 1999 року.

Засновник і видавець – Національний університет «Запорізька політехніка».

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

Запоріжжя

НУ «Запорізька політехніка»

2020

National University «Zaporizhzhia Polytechnic»

Radio Electronics, Computer Science, Control

The scientific journal

Published four times per year

№ 3(54) 2020

Founded in January 1999.

Founder and publisher – National University «Zaporizhzhia Polytechnic».

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

Zaporizhzhia

NU «Zaporizhzhia Polytechnic»

2020

Национальный университет «Запорожская политехника»

Радиоэлектроника, информатика, управление

Научный журнал

Выходит четыре раза в год

№ 3(54) 2020

Основан в январе 1999 года.

Основатель и издатель – Национальный университет «Запорожская политехника».

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

Запорожье

НУ «Запорожская политехника»

2020

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

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

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

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

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 посилатися на повні тексти своїх статей. Журнал дозволяє повторне використання його вмісту у відповідності з CC ліцензією CC-BY.

Опублікованими статтями 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, пропоновані 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 закрите (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, проректор з науково-педагогічної роботи та питань перспектив розвитку університету, директор інституту інформатики та радіоелектроніки, професор кафедри радіотехніки та телекомунікацій, Національний університет «Запорізька політехніка», Україна.

Члени редколегії:

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

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

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

Рекомендовано до видання вченою радою НУ «Запорізька політехніка», протокол № 2/20 від 28.09.2020.

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

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

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

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

E-mail: rvv@zntu.edu.ua

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 Ішіномакі Сеншу, Японія;

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

Левашенко 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 – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри програмних засобів, Національний університет «Запорізька політехніка», Україна;

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

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

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

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

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

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

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

РЕДАКЦІЙНО-КОНСУЛЬТАТИВНА РАДА

Аррас Пітер – доктор філософії, доцент, доцент факультету інженерних технологій (кампус Де Наір), 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. Ілії Чавчавадзе, Тбілісі, Грузія;

Урестья 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 a CC license CC-BY.

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

The journal is included into Web of Science.

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

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

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

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

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

EDITORIAL BOARD

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

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

Members of the Editorial Board:

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

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

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

Volodymyr Pavlikov – Dr. Sc., Senior Researcher, Vice-Rector for Research, N. E. 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 Tabunshchik – PhD, Associate Professor, Professor of the Department of Software Tools, National University “Zaporizhzhia Polytechnic”, Ukraine;

Thomas (Tom) Trigano – PhD, Senior Lecturer of the Department of Electrical and Electronic Engineering, Sami Shamon 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 Tavkheldze – PhD, Professor, Professor of the School of Business, Technology and Education, Ilia State University, Tbilisi, Georgia;

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

Recommended for publication by the Academic Council of NU «Zaporizhzhia Polytechnic», protocol № 2/20 dated 28.09.2020.

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

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

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

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

E-mail: rvv@zntu.edu.ua©

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

© National University «Zaporizhzhia Polytechnic», 2020

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

Зарегистрирован в Министерстве юстиции Украины 19.11.2019 г. (Свидетельство о государственной регистрации печатного средства массовой информации серия 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» (высокий 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 с СС лицензией CC-BY.

Опубликованным статьям присваивается уникальный идентификатор цифрового объекта DOI.

Журнал входит в наукометрическую базу Web of Science.

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

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

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

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

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

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

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

Члены редколлегии:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Левашенко Виталий Григорьевич – кандидат физико-математических наук, профессор, профессор кафедры 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 – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры программных средств, Национальный университет «Запорожская политехника», Украина;

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

Паншицкий 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;

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

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

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

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

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

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

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

Урестья 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 № 2/20 от 28.09.2020.

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

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

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

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

E-mail: rvv@zntu.edu.ua

Факс: +38-061-764-46-62

© Национальный университет «Запорожская политехника», 2020

ЗМІСТ

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ.....	7
<i>Volosyuk V. K., Zhyla S. S., Ruzhentsev M. V., Sobkolov A. D., Tserne E. O., Kolesnikov D. V., Vlasenko D. S., Topal M. S.</i> RADAR CROSS-SECTION IMAGING IN SYNTHETIC APERTURE RADAR WITH LINEAR ANTENNA ARRAY AND ADAPTIVE RECEIVER.....	7
<i>Пуза Д. М., Семенов Д. С.</i> МЕТОД СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АДАПТАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ФИЛЬТРА.....	22
<i>Ryzhov Ye. V., Sakovich L. N., Puchkov O. O., Nebesna Ya. E.</i> EVALUATION OF RELIABILITY OF RADIO-ELECTRONIC DEVICES WITH VARIABLE STRUCTURE.....	31
<i>Shcherbyna O. A. Pnitskyi L. Ya. Mykhalchuk I. I. Kozhokhina O. V.</i> ACCURACY CHARACTERISTICS OF RADIO MONITORING ANTENNAS.....	42
МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ.....	57
<i>Коротунов С. Ю., Табулицкий Г. В.</i> АНАЛІЗ ПІДХОДІВ ДО МОДЕЛЮВАННЯ ТА ВЕРИФІКАЦІЇ КІБЕРФІЗИЧНИХ СИСТЕМ.....	57
<i>Tarasov V. N.</i> RESEARCH OF TWO SYSTEMS E2/H2/1 WITH ORDINARY AND SHIFTED DISTRIBUTIONS BY THE SPECTRAL DECOMPOSITION METHOD.....	69
НЕЙРОІНФОРМАТИКА ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ СИСТЕМИ.....	78
<i>Гадецька С. В., Гороховатський В. О., Стяглик Н. І.</i> ВИВЧЕННЯ КРИТЕРІЇВ ІНФОРМАТИВНОСТІ ДАНИХ ПРИ ВПРОВАДЖЕННІ АПАРАТУ ДЕРЕВ РІШЕНЬ У МЕТОДАХ СТРУКТУРНОЇ КЛАСИФІКАЦІЇ ЗОБРАЖЕНЬ.....	78
<i>Катеринчук І. С., Бабарика А. О.</i> УДОСКОНАЛЕННЯ АЛГОРИТМУ ВИЯВЛЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ НА ВІДЕОПОСЛІДОВНОСТЯХ.....	88
<i>Molchanova V. S., Mironenko D. S.</i> ARCHITECTURE AND TRAINING ALGORITHM FOR NEURAL NETWORK TO RECOGNIZE VOICE SIGNALS.....	99
<i>Povkhan I. F.</i> THE GENERAL CONCEPT OF THE METHODS OF ALGORITHMIC CLASSIFICATION TREES.....	108
<i>Rakova A. O., Bilous N. V.</i> REFERENCE POINTS METHOD FOR HUMAN HEAD MOVEMENTS TRACKING.....	121
<i>Субботин С. А.</i> ОЦЕНКА ИНФОРМАТИВНОСТИ И ОТБОР ЭКЗЕМПЛЯРОВ НА ОСНОВЕ ХЭШИРОВАНИЯ.....	129
ПРОГРЕСИВНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ.....	138
<i>Danshyna S. Yu., Nechausov A. S.</i> SOLUTION OF THE PROBLEM OF PLACING MEDICAL FACILITIES IN CITY DEVELOPMENT PROJECTS.....	138
<i>Krylova V. A., Tverytnykova E. E., Vasylychenkov O. G., Kolisnyk T. P.</i> MODIFIED ALGORITHM FOR SEARCHING THE ROOTS OF THE ERROR LOCATORS POLYNOMIAL WHILE DECODING BCH CODES.....	150
<i>Nosov P. S., Popovych I. S., Cherniavskiy V. V., Zinchenko S. M., Prokopchuk Y. A., Makarchuk D. V.</i> AUTOMATED IDENTIFICATION OF AN OPERATOR ANTICIPATION ON MARINE TRANSPORT.....	158
<i>Процько І. О., Міщук М. В.</i> ПРОГРАМНИЙ АНАЛІЗ СТРУКТУРИ БЛОЧНО-ЦИКЛІЧНОЇ БАЗИСНОЇ МАТРИЦІ ДКП.....	173
<i>Титенко Е. А., Фролов С. Н., Ханис А. Л., Добросердов О. Г., Захаренков А. И., Попов А. Н., Дронова Т. А.</i> МОДЕЛИ ВЫЧИСЛЕНИЯ ВЕСОВ ДЛЯ ОЦЕНКИ ИННОВАЦИОННЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ.....	181
УПРАВЛІННЯ У ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ.....	194
<i>Arutyunov S. D., Astashina N. B., Bajdarov A. A., Gurko V. A., Mayorov P. V., Freyman V. I., Yuzhakov A. A.</i> DEVELOPMENT AND RESEARCH OF A WIRELESS CONTROL SYSTEM FOR DEVICE "BIONIC EAR".....	194

CONTENTS

RADIO ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS.....	7
<i>Volosyuk V. K., Zhyla S. S., Ruzhentsev M. V., Sobkolov A. D., Tserne E. O., Kolesnikov D. V., Vlasenko D. S., Topal M. S.</i>	
RADAR CROSS-SECTION IMAGING IN SYNTHETIC APERTURE RADAR WITH LINEAR ANTENNA ARRAY AND ADAPTIVE RECEIVER.....	7
<i>Piza D. M., Semenov D. S.</i>	
METHOD FOR STRUCTURAL-PARAMETRIC ADAPTATION OF A SPATIAL FILTER.....	22
<i>Ryzhov Ye. V., Sakovich L. N., Puchkov O. O., Nebesna Ya. E.</i>	
EVALUATION OF RELIABILITY OF RADIO-ELECTRONIC DEVICES WITH VARIABLE STRUCTURE.....	31
<i>Shcherbyna O. A., Ilnitskyi L. Ya., Mykhalchuk I. I., Kozhokhina O. V.</i>	
ACCURACY CHARACTERISTICS OF RADIO MONITORING ANTENNAS.....	42
MATHEMATICAL AND COMPUTER MODELING.....	57
<i>Korotunov S. U., Tabunshchuk G. V.</i>	
ANALYSIS OF APPROACHES TO THE SIMULATION AND VERIFICATION OF CYBER-PHYSICAL SYSTEMS.....	57
<i>Tarasov V. N.</i>	
RESEARCH OF TWO SYSTEMS E2/H2/1 WITH ORDINARY AND SHIFTED DISTRIBUTIONS BY THE SPECTRAL DECOMPOSITION METHOD.....	69
NEUROINFORMATICS AND INTELLIGENT SYSTEMS.....	78
<i>Gadetska S. V., Gorokhovatsky V. A., Stiahlyk N. I.</i>	
STUDY OF STATISTICAL PROPERTIES OF THE BLOCK SUPPLY MODEL FOR A NUMBER OF DECORATORS OF KEY POINTS OF IMAGES.....	78
<i>Katerynychuk I. S., Babaryka A. O.</i>	
AN IMPROVED MOVING OBJECTS DETECTION ALGORITHM IN VIDEO SEQUENCES.....	88
<i>Molchanova V. S., Mironenko D. S.</i>	
ARCHITECTURE AND TRAINING ALGORITHM FOR NEURAL NETWORK TO RECOGNIZE VOICE SIGNALS.....	99
<i>Povkhan I. F.</i>	
THE GENERAL CONCEPT OF THE METHODS OF ALGORITHMIC CLASSIFICATION TREES.....	108
<i>Subbotin S. A.</i>	
EVALUATION OF INFORMATIVITY AND SELECTION OF INSTANCES BASED ON HASHING.....	121
<i>Rakova A. O., Bilous N. V.</i>	
REFERENCE POINTS METHOD FOR HUMAN HEAD MOVEMENTS TRACKING.....	129
PROGRESSIVE INFORMATION TECHNOLOGIES.....	138
<i>Danshyna S. Yu., Nechausov A. S.</i>	
SOLUTION OF THE PROBLEM OF PLACING MEDICAL FACILITIES IN CITY DEVELOPMENT PROJECTS.....	138
<i>Krylova V. A., Tverytnykova E. E., Vasylychenkov O. G., Kolisnyk T. P.</i>	
MODIFIED ALGORITHM FOR SEARCHING THE ROOTS OF THE ERROR LOCATORS POLYNOMIAL WHILE DECODING BCH CODES.....	150
<i>Nosov P. S., Popovych I. S., Cherniavskiy V. V., Zinchenko S. M., Prokopchuk Y. A., Makarchuk D. V.</i>	
AUTOMATED IDENTIFICATION OF AN OPERATOR ANTICIPATION ON MARINE TRANSPORT.....	158
<i>Protsko I. O., Mishchuk M. V.</i>	
SOFTWARE ANALYSIS OF STRUCTURE BLOCK-CYCLIC BASIC MATRIX OF DCT.....	173
<i>Titenko E. A., Frolovs N. S., Khanis A. L., Dobroserdov O. G., Zakharenkov A. I., Popov A. N., Dronova T. A.</i>	
MODELS FOR CALCULATING WEIGHTS FOR ESTIMATION INNOVATIVE TECHNICAL OBJECTS.....	181
CONTROL IN TECHNICAL SYSTEMS.....	194
<i>Arutyunov S. D., Astashina N. B., Bajdarov A. A., Gurko V. A., Mayorov P. V., Freyman V. I., Yuzhakov A. A.</i>	
DEVELOPMENT AND RESEARCH OF A WIRELESS CONTROL SYSTEM FOR DEVICE “BIONIC EAR”.....	194

**РАДИОЕЛЕКТРОНІКА
ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ**
**RADIO ELECTRONICS
AND TELECOMMUNICATIONS**
**РАДИОЭЛЕКТРОНИКА
И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ**

UDC 621.396

**RADAR CROSS-SECTION IMAGING IN SYNTHETIC APERTURE RADAR
WITH LINEAR ANTENNA ARRAY AND ADAPTIVE RECEIVER**

Volosyuk V. K. – Dr. Sc., Professor, Professor of the Aerospace Radio-Electronic Systems Department, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

Zhyla S. S. – PhD, Head of the Aerospace Radio-Electronic Systems Department, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

Ruzhentsev M. V. – Dr. Sc., Professor, Leading researcher of the Aerospace Radio-Electronic Systems Department, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

Sobkolov A. D. – Postgraduate student of the Aerospace Radio-Electronic Systems Department, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

Tserne E. O. – Assistant of the Aerospace Radio-Electronic Systems Department, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

Kolesnikov D. V. – Engineer of the Aerospace Radio-Electronic Systems Department, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

Vlasenko D. S. – Assistant of the Aerospace Radio-Electronic Systems Department, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

Topal M. S. – Associate Professor of the Department of Airplanes and Helicopters Design, National Aerospace University “Kharkiv Aviation Institute”, Kharkiv, Ukraine.

ABSTRACT

Context. There are a large number of RCS estimation methods in synthetic-aperture radars (SAR), which differ by precision, RCS recovery time of an observation area and complexity of implementation. At the same time, the optimal method, which is a generalization of all existing ones and characterizes both spatial and temporal optimal signal processing, has not been synthesized. Also, usually problem statements do not take into account the stochastic structure of signals reflected from most underlying surfaces. As a result, further ways of improving resolution, optimal SAR structure and maximum achievable precision of estimation of RCS are not determined.

Objective. The goal of the work is to solve the problem of synthesis of the optimal method of RCS surfaces restoration as a statistical characteristic of spatially-inhomogeneous random scattering coefficient in aerospace-based radio engineering systems with moving linear antenna arrays and adaptive spatio-temporal signal processing.

Method. Applying the method of maximum likelihood estimation and taking into account a priori information about the statistical characteristics of the received spatio-temporal fields a super-resolution method of RCS estimation on spatial coordinates is derived. The generalized problem statement has shown the optimal method of surface observation that allows to overcome the contradiction between the size of the observation area and the accuracy of the parameter estimates. The obtained method allows to achieve highest resolution (as for SpotLight mode) of radar images for wide area of observation (as for Stripmap mode). It is shown that the general algorithm can be adapted to particular solutions with limited statements of the problem. In contrast to the well-known method of aperture synthesis the processing of the received field in the antenna array and receiver is adaptive and depends on the signal-to-noise ratio.

Results. The optimal method of area scanning in onboard SAR with antenna arrays and the corresponding method of adaptive spatio-temporal signal processing can be used to describe the receiving path of cognitive on-board radar for remote sensing.

Conclusions. The obtained optimal method can be considered as a modified method of aperture synthesis with a multi-beam spotlight mode with the possibility of adaptive radiation pattern formation and signal time processing. In contrast to the classical method performing matched-filtering of the received signal with the reference signal, the modified method additionally decorrelates signals reflected from the earth’s surface. As a result of this decorrelation the characteristic intervals of speckles (the size of the spotted pattern of the image) will be significantly smaller than with match-filtering. Therefore, their subsequent smoothing with the same efficiency can be performed by windows of smaller width. Such processing together with a multi-beam spotlight mode will significantly increase the resolution of the SAR with an expanded area of view.

KEYWORDS: synthetic aperture radar, radar cross section, statistical optimization, optimal acquisition mode, superresolution method, cognitive radars.

ABBREVIATIONS

RCS is a radar cross section;

SAR is a synthetic-aperture radar;

ScanSAR is a scanning synthetic aperture radar;

TOPS is a terrain observation with progressive scan;
 ITOPS is an inverse terrain observation with progressive scan.

NOMENCLATURE

\otimes is a convolution operator;
 $(\cdot)^*$ is a complex conjugation operator;
 $A(\cdot)$ is an envelope of the probing signal;
 $\dot{A}(\cdot)$ is a complex envelope of the probing signal;
 c is a speed of light in vacuum;
 D is an observation area;
 D' is an antenna surface;
 $d\vec{r}$ is a surface element of the D ;
 $d\vec{r}'$ is a surface element of the D' ;
 $E_W(\vec{r})$ is an energy of the reference signal;
 $\dot{F}(\vec{r})$ is a complex scattering coefficient of $d\vec{r}$;
 $F_{x'}\{\cdot\}$ is a discrete Fourier transform in spatial coordinates;
 $F_{x'}^{-1}\{\cdot\}$ is an inverse discrete Fourier transform in spatial coordinates;
 $F_T^{-1}\{\cdot\}$ is a Fourier transform in time coordinates;
 $F_T^{-1}\{\cdot\}$ is an inverse Fourier transform in time coordinates;
 $\dot{F}_{D'}(\cdot)$ is a radiation pattern of the antenna;
 f_0 is a central frequency;
 $G_R(\cdot)$ is a two-dimensional Fourier transform of correlation function $R_u(\cdot)$;
 $G_W(\cdot)$ is a two-dimensional Fourier transform of inverse correlation function $W(\cdot)$;
 $G_{WD'}(\cdot)$ is a spectral characteristic of adaptive inverse filter for spatial processing;
 $G_{WT}(\cdot)$ is a spectral characteristic of adaptive inverse filter for time processing;
 H is an aircraft flight altitude;
 $\dot{I}(x')$ is a complex amplitude-phase distribution;
 \dot{I}_n is an amplitude-phase distribution for antenna array;
 $\dot{I}_{Wmk}(\cdot)$ is an optimal amplitude-phase distribution of the transfer coefficient of the elements of the antenna array;
 $\text{Im}\dot{F}(\vec{r})$ is an imaginary part of the complex scattering coefficient;
 j is a unit imaginary number;
 k is a wave number;
 N_{0n} is a power spectral density;
 $n(\cdot)$ is a white internal noise;
 $P(x, y)$ is a point on the surface with coordinates x, y ;

$P[u(t, x') | \sigma^0(\vec{r})]$ is a likelihood functional;
 $R_0(\vec{r}, t)$ is a range to surface element \vec{r} for time t ;
 $\dot{R}_F(\cdot)$ is a correlation function of the scattering coefficient $\dot{F}(\vec{r})$;
 $R_n(\cdot)$ is a correlation function of a white noise;
 $R_u(\cdot)$ is a final correlation function for cognitive SAR;
 $\vec{r} = (x, y)$ is a coordinate of the surface element;
 $\text{Re}\dot{F}(\vec{r})$ is a real part of the complex scattering coefficient;
 $\dot{s}_0(t)$ is a unit signal;
 $\dot{S}_0(j\omega)$ is a spectrum of $\dot{s}_0(t)$;
 $s_t(t)$ is a signal transmitted in the direction of the surface;
 $\dot{s}(t, x')$ is a signal, received by the registration area;
 $\dot{s}_{0W}(\cdot)$ is a pulse response of the optimal and adaptive spatio-temporal filter;
 T is an observation time;
 t is a time;
 $t_d(\vec{r}, x')$ is a signal delay time during propagation from the transmitting antenna to the surface and vice versa;
 $\dot{U}(j\omega)$ is a spectrum of the observation equation;
 $\dot{u}(\cdot)$ is a complex envelope of the observation equation;
 $u(\cdot)$ is an observation equation;
 $u_m(t_1)$ is an observation equation for antenna array;
 V is a velocity of the aircraft;
 $W(\cdot)$ is an inverse correlation function;
 $W_{mm}(\cdot)$ is an adaptive inverse correlation matrix of the received signals in space;
 $W_T(\cdot)$ is an inverse correlation function in time;
 x' is a coordinate of each element of the antenna;
 x'_n is a coordinate of n -th element of the antenna array;
 $\dot{Y}(\vec{r})$ is an optimal output effect for continuous antenna;
 $\dot{Y}_k(\vec{r})$ is an optimal output effect for antenna array;
 $\delta(\cdot)$ is a delta function;
 ε is an attenuation of the signal along the propagation path;
 $\theta_x(\cdot)$ is an azimuth angle;
 $\theta_{xk}(\cdot)$ is a discrete value of k -th azimuth angle;
 $\mathfrak{D}_x(\cdot)$ is the direction cosine of the coordinate x ;
 $\mathfrak{D}_{xk}(\cdot)$ is a discrete value of k -th direction cosine;
 \mathfrak{D}_x is a vector of direction cosines;

$\kappa[\sigma^0(\vec{r})]$ is a coefficient in the likelihood functional depending on the desired energy parameter $\sigma^0(\vec{r})$;

$\bar{\lambda}(\vec{r})$ is an estimated parameter;

$\sigma^0(\cdot)$ is a RCS for scattering surface;

ϕ is an initial phase;

$\Psi_W(\cdot)$ is a complex ambiguity function;

ω_0 is a circular frequency.

INTRODUCTION

Synthetic-aperture radars are a key component of the modern aerospace equipment for aircraft and artificial Earth satellites. The images formed by them are in high demand due to high resolution, commensurate with optical images, weatherproof and non-dependent time of day measurements. At present, space SARs implement a significant number of views (high-precision Spotlight Mode, wide-range strip Strip-map Mode, multi-view mode, etc.), use planar phased antenna arrays for measurements, process signals by advanced methods of digital signal processing. From the analysis of their technical characteristics it follows that the spatial resolution of radar images is constantly improving and has already reached a sub-meter value. At the same time, the variety of technical solutions and methods of forming an artificial aperture of an antenna in moving radars does not have an optimal theory of creating methods and means of spatio-temporal signal processing. This, in turn, imposes restrictions on the creation of cognitive radars with optimal spatio-temporal signal processing. Also, the synthesis of new methods usually does not take into account the stochastic nature of reflected signals from real underlying surfaces, which limits the potential characteristics of SAR. Consequently, the problem of optimization of spatio-temporal signal processing in modern on-board SARs, synthesis of new methods of estimation of RCS of surface as a statistical characteristic of the complex scattering coefficient and determination of the potential of radar systems with antenna array located on aerospace carriers are relevant.

The object of study is the process of radar imaging of surfaces as a statistical characteristic of their random scattering coefficient.

The subject of study is the methods and devices for optimal spatio-temporal signal processing in SAR with linear antenna arrays.

The known methods [1–25] are synthesized with already specified spatial processing of signals in an antenna array, that is given in problem statement, without the possibility of its change, which does not allow to obtain a generalized method with the best resolution and extended area of observation. Also, existing methods do not take into account the statistical characteristics of the reflected signals from surfaces and the possibilities of adaptive processing in spatial and time.

The purpose of the work is to increase spatial resolution and expand the area of observation of the SAR, using modern achievements of the statistical theory of optimization of radio engineering systems.

1 PROBLEM STATEMENT

Suppose that on the board of an aircraft moving straight at a constant velocity V and height H , there is a linear array antenna with coordinates (x', z) , as it is shown in Fig. 1. The coordinates of the phase center of the antenna at an arbitrary point in time t are equal to $(x = Vt, y = 0, z = H)$. A signal is transmitted in the direction of the observation area D , in a wide sector of angles

$$s_t(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi) = \text{Re} \{ \dot{A}(t) e^{j\omega_0 t} \}. \quad (1)$$

In the general case $\dot{A}(t)$ represents a wide class of radio engineering signals, both simple and complex (with modulation).

Transmitted signal reaches the surface D with coordinates $\vec{r} = (x, y, 0) \in D$, reflects from it (scattered by its inhomogeneities) and is received by each element of the antenna with coordinates x' and a complex amplitude-phase distribution $\dot{I}(x')$.

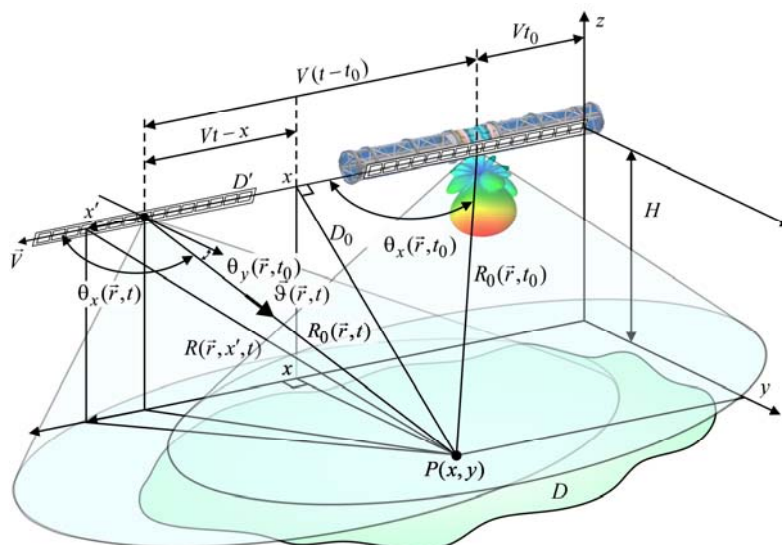


Figure 1 – Geometry of the underlying surface observation

The signals received by the registration area are stochastic and have the following form [26, 27]:

$$\dot{s}(t, x') = \int_D \dot{F}(\vec{r}) \dot{s}_0(t, \vec{r}, x') d\vec{r}, \quad (2)$$

where

$$\dot{s}_0(t, \vec{r}, x') = \varepsilon \dot{I}(x') \dot{A}(t - t_d(\vec{r}, x')) \times \exp[j2\pi f_0(t - t_d(\vec{r}, x'))], \quad (3)$$

– unit signal reflected from a surface element $d\vec{r}$ with $\dot{F}[\vec{r}, \vec{\lambda}(\vec{r})] = 1$. From the analysis of Fig. 1 it follows that the signal (3) with the rectilinear motion of the aircraft with constant velocity V has the form

$$\dot{s}_0(t, \vec{r}, x') = \varepsilon \dot{I}(x') \exp(j2k\vartheta_x(\vec{r}, t)x') \dot{A}(t - 2R_0(\vec{r}, t)c^{-1}) \times \exp(-jkV^2(t - t_0)^2 R_0^{-1}(\vec{r}, t_0) \sin^2 \theta_x(\vec{r}, t_0)) \times \exp(j2k(Vt - Vt_0) \cos \theta_x(\vec{r}, t_0)) \exp(j2\pi f_0 t). \quad (4)$$

There is internal noise in any receiver that is why we write the observation equation in the following form

$$u(t, x') = \text{Re} \dot{s}(t, x') + n(t, x'), \quad (5)$$

where $n(t, x')$ is a white internal noise with a correlation function

$$R_n(t_1, t_2, x'_1, x'_2) = 0, 5N_{0n} \delta(t_1 - t_2) \delta(x'_1 - x'_2). \quad (6)$$

The correlation function of the scattering coefficient $\dot{F}(\vec{r})$ for the most practical problems of terrain mapping has the form

$$\dot{R}_F(\vec{r}_1, \vec{r}_2) = \langle \dot{F}(\vec{r}_1) \dot{F}^*(\vec{r}_2) \rangle = \sigma^0(\vec{r}_1) \delta(\vec{r}_1 - \vec{r}_2). \quad (7)$$

For our problem $\sigma^0(\vec{r})$ is an estimated parameter, the desired image.

Taking into account (2), (6) and (7), we present the correlation function of (5) in the following form

$$R_u(t_1, t_2, x'_1, x'_2, \sigma^0(\vec{r})) = \langle u(t_1, x'_1) u(t_2, x'_2) \rangle = 0, 5 \text{Re} \int_D \sigma^0(\vec{r}) \dot{s}_0(t_1, \vec{r}, x'_1) \dot{s}_0^*(t_2, \vec{r}, x'_2) d\vec{r} + 0, 5N_{0n} \delta(t_1 - t_2) \delta(x'_1 - x'_2). \quad (8)$$

This correlation function contains all the necessary information for the adaptive work of cognitive SAR.

According to the reception of stochastic reflected signals $\dot{s}(t, x')$ by each element of the antenna array D' ,

observed against the background of additive Gaussian noises $n(t, x')$, it is necessary to optimally estimate the RCS $\sigma^0(\vec{r})$ of the underlying surface as a statistical characteristic of the complex scattering coefficient $\dot{F}(\vec{r})$ using onboard radar with linear antenna array.

2 REVIEW OF THE LITERATURE

The method of artificial synthesis of an aperture of an antenna located on board of the aircraft was proposed approximately 70 years ago [1]. Since then, methods of area scanning [2–6], technical means of implementing spatio-temporal signal processing [7–9], a set of orthogonal probing signals [12, 13], post-processing of SAR images [14, 15] and applications of these images [16–18] have been constantly developing. At the same time, most of the results presented are obtained more as a generalization of engineering experience in operation and development of such systems, rather than as a result of solving statistical problems of optimization of radio devices and systems. As a result, the further development of high-precision SAR for a long time could not exceed the decimeter resolution [19–21]. In recent years, developers of the RAMSES-NG system have succeeded in building a radar image with a subdecimeter resolution [22, 23]. Such results have been achieved through the use of the full potential of the frequency range, which covers the waveguide. The improvement in accuracy leads to decreasing the observation area and increasing the global monitoring time. Such a contradiction has long been known in the practice of aerospace radio-vision. Possible ways of further development are noted in the works [24, 25]. The presented radar schemes are logical and will give results in practice, but at the same time, this approach does not allow to determine the potential (best) method of spatio-temporal signals and will reveal further ways of development. It should also be noted that most algorithms do not take into account the stochastic nature of signal reflection from most underlying surfaces, which is also informative for further optimization of SAR systems.

In contrast to the above results, it is proposed to synthesize an optimal method of RCS estimation for underlying surfaces as a statistical characteristic of their random complex scattering coefficient in onboard radars with linear antenna arrays. It is proposed to use modern methods [28] of statistical optimization and decision theory to optimize the radar structure.

3 MATERIALS AND METHODS

We can obtain the optimal method of the $\sigma^0(\vec{r})$ estimation by the maximum likelihood method. We will write the likelihood functional for the stochastic model of received signals, as shown in [29–32], in the following form:

$$P[u(t, x') | \sigma^0(\bar{r})] = \kappa[\sigma^0(\bar{r})] \exp \left\{ -\frac{1}{2} \int_T \int_{D'} \int_{D'} u(t_1, x'_1) \times \right. \\ \left. \times W(t_1, t_2, x'_1, x'_2, \sigma^0(\bar{r})) u(t_2, x'_2) dt_1 dt_2 dx'_1 dx'_2 \right\}, \quad (9)$$

where $W(t_1, t_2, x'_1, x'_2, \sigma^0(\bar{r}))$ is found from the inverse integral equation

$$\int_T \int_{D'} R_u(t_1, t_2, x'_1, x'_2, \sigma^0(\bar{r})) \times \\ \times W(t_2, t_3, x'_2, x'_3, \sigma^0(\bar{r})) dx'_2 dt_2 = \delta(t_1 - t_3) \delta(x'_1 - x'_3). \quad (10)$$

Applying the variational derivative to (10)

$$\left. \frac{\delta \ln P[u(t, x') | \sigma^0(\bar{r})]}{\delta \sigma^0(\bar{r})} \right|_{\sigma^0(\bar{r}) = \sigma_{opt}^0(\bar{r})} = 0 \quad (11)$$

we obtain the likelihood equation

$$|\dot{Y}(\bar{r})|^2 = \frac{1}{2} \int_D \sigma^0(\bar{r}_1) |\dot{\Psi}(\bar{r}, \bar{r}_1)|^2 d\bar{r}_1 + N_{0n} E_W(\bar{r}). \quad (12)$$

The left side (12) is the optimal method for processing received signals

$$\dot{Y}(\bar{r}) = \int_T \int_{D'} u(t_1, x'_1) \dot{s}_{0W}[t_1, x'_1, \sigma^0(\bar{r})] dx'_1 dt_1, \quad (13)$$

the essence of which is the matched filtering of the received oscillations in the optimal and adaptive spatio-temporal filter with a pulse response

$$\dot{s}_{0W}[t_1, x'_1, \sigma^0(\bar{r})] = \\ = \int_T \int_{D'} W(t_1, t_3, x'_1, x'_3, \sigma^0(\bar{r})) \dot{s}_0(t_3, \bar{r}, x'_3) dx'_3 dt_3. \quad (14)$$

Expression (13) form the basis of the modified aperture synthesis method in airborne radars with antenna arrays. In contrast to the classical method, the modified one additionally performs decorrelation of signals reflected from the earth's surface in the adaptive filter $W(t_1, t_3, x'_1, x'_3, \sigma^0(\bar{r}))$. As a result of this, the speckle intervals (spot sizes) of radar images will be significantly smaller than with classical aperture synthesis. Therefore, their subsequent smoothing with the same efficiency can be performed with windows of smaller width, which ultimately allows to increase the resolution of the SAR.

The right side is the square-smoothed $\sigma^0(\bar{r}_1)$ by ambiguity function

$$\dot{\Psi}(\bar{r}, \bar{r}_1) = \int_T \int_{D'} \dot{s}_0(t_1, \bar{r}, x'_1) \dot{s}_{0W}^*(t_1, \bar{r}_1, x'_1) dx'_1 dt_1 \quad (15)$$

and the offset estimate of the desired radar image by the amount $N_{0n} E_W(\bar{r})$, where

$$E_W(\bar{r}) = \frac{1}{2} \int_T \int_{D'} |\dot{s}_{0W}(t_3, \bar{r}, x'_3)|^2 dx'_3 dt_3. \quad (16)$$

We will consider in more detail the structure of the unit signal and its effect on the processing of the received field $u(t, x')$, assuming that the antenna consists of a discrete set of isotropic emitters. In this case, the inverse correlation function can be factorized

$$W(t_1, t_3, x'_1, x'_3, \sigma^0(\bar{r})) = \\ = W_{mn}(t, \sigma^0(\bar{r})) \cdot W_T(t_1, t_3, \sigma^0(\bar{r})), m = \overline{1, M}, n = \overline{1, N}. \quad (17)$$

Substituting (4) and (17) into (13), we obtain the optimal output effect of a moving radar system with a linear antenna array in a vector-matrix form

$$\dot{Y}_i(\bar{r}) = \int_T \int_{D'} \left[\sum_{n=1}^N \left(\sum_{m=1}^M u_m(t_1) W_{mn}(t_1, \sigma^0(\bar{r})) \right) \right] \dot{I}_n \times \\ \times \exp(j2k \vartheta_{xl}(\bar{r}, t_1) x'_n) W_T(t_1, t_3, \sigma^0(\bar{r})) dt_1 e^{j2\pi f_0 t_3} \times \\ \times \exp(j2k(Vt_3 - Vt_0) \cos \theta_{xl}(\bar{r}, t_0)) \dot{A}(t_3 - 2R_0(\bar{r}, t_3) c^{-1}) \times \\ \times \exp \left(-jk \frac{V^2(t_3 - t_0)^2}{R_0(\bar{r}, t_0)} \sin^2 \theta_{xl}(\bar{r}, t_0) \right) dt_3. \quad (18)$$

The essence of processing the space-time signals $u_m(t_1)$ received by the antenna array according to (18) is as follows. Firstly, the received oscillations from the output of each antenna array element are whitened in the spatial filter $W_{mn}(t_1, \sigma^0(\bar{r}))$. This is followed by the operation of compensating phase shifts of reflected signals from each point on the surface (multiplication by $\exp(j2k \vartheta_{xl}(\bar{r}, t_1) x'_n)$) and coherent summation with amplitude-phase distribution \dot{I}_n . These operations correspond to the operation of the adaptive beam-forming circuit, which forms a set of moving rays focused on each point on the surface. This type of review allows to increase the observation time and expand the range of viewing angles. The signals observed by each diagram in time are decorrelated in the filter with the impulse response $W_T(t_1, t_3, \sigma^0(\bar{r}))$, which leads to the broadening of the spectrum band of the observed oscillations. The broadening of band width is adaptive and depends on the amount of $\sigma^0(\bar{r})$. Multiplication by $\exp(j2\pi f_0 t_3)$ transfers the

observed signals to an intermediate frequency. Multiplication by the next exponent compensates the Doppler frequency shift of the reflected signals in the anterolateral and posterolateral observation. The next stage of processing is the coherent detection of amplitudes in the filter grating with impulse characteristics $\dot{A}(t_3 - 2R_0(\bar{r}, t_3)/c)$, each of which is tuned to the range $R_0(\bar{r}, t_3)$ in the case of impulse operation of the radar. The last exponent reveals the essence of the classical method of synthesis of the antenna aperture, which consists in the coherent accumulation of reflected signals with a quadratic phase shift along the flight path of the aircraft. Coherent phase shift in the reference signal leads to the formation of an artificial aperture, the length of which is equal to the product of the velocity of the aircraft and the synthesis time. In this case, the synthesis time is determined by the time of focusing on the selected point.

The described processing combines two methods antenna aperture synthesizing in the case of a Spot-Light and multi-look observation of the underlying surface. At the same time, it implements the advantages of each of them. The obtained method has the highest spatial resolution in azimuth (along the flight path) due to the constant focusing on the selected area of space and covers a significant area of the surface as a result of the formation of many partial antenna patterns.

The form of adaptive decorrelating filters in (18) and the whole method (18) depend on the signal-to-noise ratio, the type of the probing signal, the parameters of the antenna array, sounding geometry, and RCS of the studied one. This result gives a wide range of possible changes and can be used for describing of the receiving path of the cognitive radar.

The principle of the formation of a multiple rays, each of which focuses on a selected area of the underlying surface, followed by coherent processing of the path signal is shown in Fig. 2. The given geometries show the process of radar imaging of a surface with high spatial resolution without gaps.

For a physical interpretation of the decorrelation process in obtained algorithm (18), we divide the procedure of imaging into two stages: spatial and temporal processing.

Spatial processing. At coinciding moments in time $t_1 = t_3 = t$ (at the current time t), spatial processing is determined by the internal sums of expression (18)

$$\dot{Y}_{D'l}(t_1, \bar{r}) = \sum_{n=1}^N \left(\sum_{m=1}^M u_m(t_1) W_{mn}(t_1, \sigma^0(\bar{r})) \right) \dot{I}_n \times \exp(j2k\vartheta_{xl}(\bar{r}, t_1)x'_n) \Big] = \sum_{m=1}^M u_m(t_1) \dot{I}_{Wml}(t_1, \bar{r}), \quad (19)$$

where

$$\dot{I}_{Wml}(t_1, \bar{r}) = \sum_{n=1}^N \dot{I}_n \exp(j2k\vartheta_{xl}(\bar{r}, t_1)x'_n) \times W_{mn}(t_1, \sigma^0(\bar{r})). \quad (20)$$

The discrete Fourier transform in spatial coordinates $F_{x'}\{\cdot\}$ of (20) is the radiation pattern of the antenna system

$$F_{x'}\{\dot{I}_{Wml}(t_1, \bar{r})\} = F_{x'}\{\dot{I}_n \exp(j2k\vartheta_{xl}(\bar{r}, t_1)x'_n)\} \cdot F_{x'}\{W_{mn}(t_1, \sigma^0(\bar{r}))\}. \quad (21)$$

The first factor is the radiation pattern $\dot{F}_{D'}(\vartheta_{xl}(\bar{r}, t_1))$ of an antenna with amplitude-phase distribution \dot{I}_n shifted on coordinate ϑ_x by the number of angles $\vartheta_{xl}(\bar{r}, t_1)$. Physically, this factor indicates the procedure for the formation of many radiation patterns oriented to each point on the surface \bar{r} and changing their angular direction as the aircraft moves creating a focusing effect at every point $P(x, y)$ of the surface. By selection \dot{I}_n the shape of the antenna pattern can be adjusted. This type of review allows to increase the observation time and expand the range of viewing angles. The second factor of expression (21) is an adaptive spatial decorrelation filter with a spatial characteristic

$$G_W(t_1, \vartheta_{xl}(\bar{r}, t_1)) = \frac{1}{\sigma^0(\vartheta_{xl}(\bar{r}, t_1)) \left| \dot{S}_0(t_1, \vartheta_{xl}(\bar{r}, t_1)) \right|^2 + \frac{N_{0n}}{2}}. \quad (22)$$

where $\dot{S}_0(t, \vartheta_{xl}(\bar{r}, t_1))$ is the spectrum of (4).

Taking into account (22) the expression (19) will be

$$\dot{Y}_{D'l}(t, \bar{r}) = F_{x'}^{-1} \left\{ \frac{\dot{u}(t, \vartheta_{xl}(\bar{r}, t)) \dot{F}_{D'}(\vartheta_{xl}(\bar{r}, t))}{\sigma^0(\vartheta_{xl}(\bar{r}, t)) \left| \dot{S}_0(t, \vartheta_{xl}(\bar{r}, t)) \right|^2 + \frac{N_{0n}}{2}} \right\}. \quad (23)$$

The numerator of expression (23) indicates the selectivity of the antenna array in angular coordinates in the form of a radiation pattern. The denominator extends the observation area limited by the antenna array radiation pattern due to inverse filtering in the adaptive filter $W_{mn}(t_1, \sigma^0(\bar{r}))$.

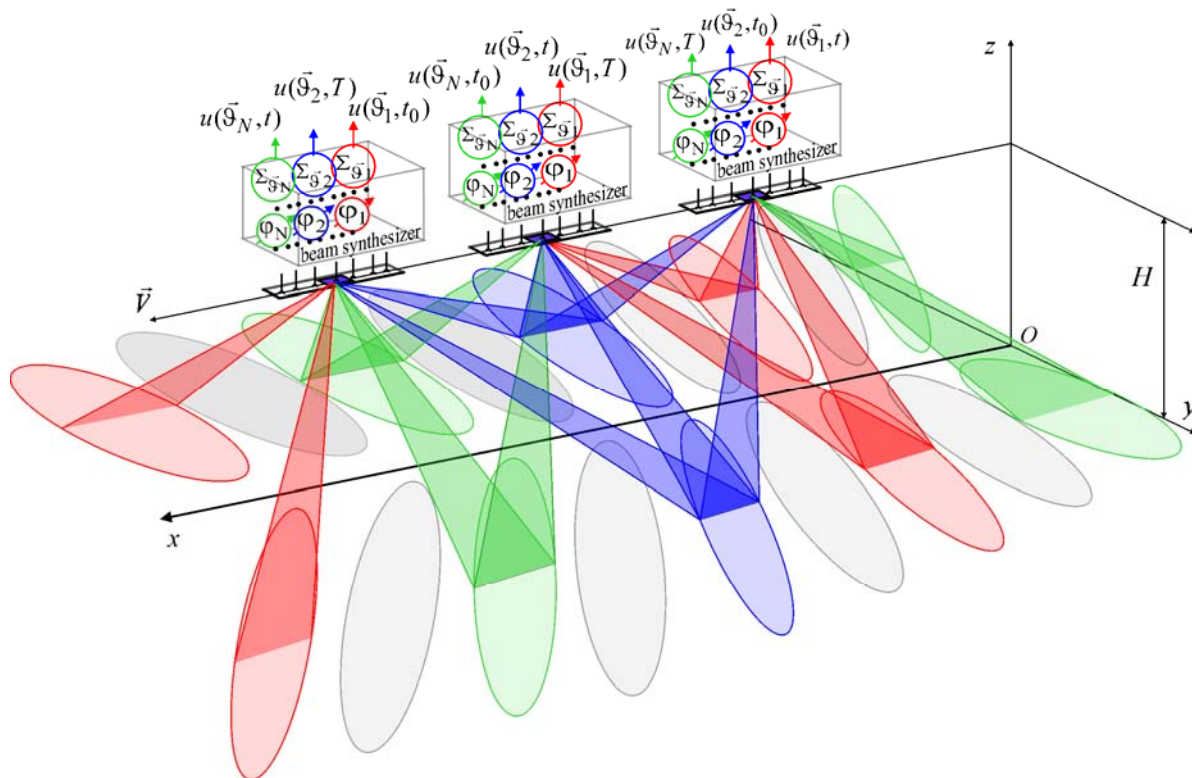


Figure 2 – The principle of the formation of a multiple radiation beams with coherent processing in each of them

Temporal processing. The temporal processing in (18) is defined at some point $x'_n = 0$, $n = m$ in the following form

$$\dot{Y}_l(\vec{r}) = \int_T u(t_1) \int_T \dot{s}_0(t_3, \vec{r}) W_T(t_1, t_3, \sigma^0(\vec{r})) dt_3 dt_1, \quad (24)$$

where

$$\begin{aligned} \dot{s}_0(t_3, \vec{r}) = & \dot{A}(t_3 - 2R_0(\vec{r}, t_3)c^{-1}) e^{j2\pi f_0 t_3} \times \\ & \times \exp(j2k(Vt_3 - Vt_0) \cos \theta_{xl}(\vec{r}, t_0)) \times \\ & \times \exp\left(-jk \frac{V^2(t_3 - t_0)^2}{R_0(\vec{r}, t_0)} \sin^2 \theta_{xl}(\vec{r}, t_0)\right). \end{aligned} \quad (25)$$

We will find the inverse correlation function using the inverse Fourier transform in temporal coordinates $F_T^{-1}\{\}$

$$\begin{aligned} W[\tau, \sigma^0(\vec{r})] = & F_T^{-1}\{G_R^{-1}[\omega, \sigma^0(\vec{r})]\} = \\ = & F_T^{-1}\{(\sigma^0(\vec{r}) |\dot{S}_0(j\omega)|^2 + 0.5N_{0n})^{-1}\}, \end{aligned} \quad (26)$$

where $G_R[\omega, \sigma^0(\vec{r})]$ is found at some point $x'_n = 0$, $n = m$.

Taking into account (26), algorithm (24) in spectral domain takes the form

$$\dot{Y}_l(\vec{r}) = F_T^{-1} \left\{ \dot{U}(j\omega) \frac{\dot{S}_0^*(j\omega, \vec{r})}{\sigma^0(\vec{r}) |\dot{S}_0(j\omega)|^2 + \frac{N_{0n}}{2}} \right\}. \quad (27)$$

In (27) $\dot{U}(j\omega) = F_T\{u(t, x' = 0)\}$ and $\dot{S}_0^*(j\omega, \vec{r})$ is the spectrum of signal reflected from each point of the surface with coordinates \vec{r} . From the analysis of expression (27) it follows that the numerator corresponds to the classical method of synthesizing the aperture in the form of coordinated processing of received signals with a reference signal. The denominator describes the operation of an adaptive inverse filter with a pulse response (26). The gain of the inverse filter increases at those frequencies at which the spectral components of the received signal are reduced. As a result, the effective spectrum width of the received oscillations expands. The addition $0.5N_{0n}$ in the denominator eliminates the incorrect division by zero operation and is a regularizer of this unconventional statistical solution inverse problem of $\sigma^0(\vec{r})$ recovery. An inverse filter decorrelates the received signal making it closer to white noise.

4 EXPERIMENTS

To understand quality of proposed method of aperture synthesizing is reasonable to investigate ambiguity function. We will write (15) taking into account (3) in the following form

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}(\vec{r}, \vec{r}_1) &= \int_T \dot{s}_0(t_1 - t_d(\vec{r})) \int_T \dot{s}_0^*(t_3 - t_d(\vec{r}_1)) \times \\ &\times \int_{D'} \int_{D'} \dot{I}(x'_1) \exp(j2k\vartheta_x(\vec{r}, t_1)x'_1) \times \\ &\times W(t_1, t_3, x'_1, x'_3, \sigma^0(\vec{r}_1)) dx'_1 \times \\ &\times \dot{I}^*(x'_3) \exp(-j2k\vartheta_x(\vec{r}_1, t_3)x'_3) dx'_3 dt_3 dt_1 = \\ &= \dot{s}_0(t) \otimes \left[\dot{s}_0^*(t) \otimes \left[(\dot{I}(x') \exp(j2k\vartheta_x(\vec{r}, t)x')) \otimes \right. \right. \\ &\left. \left. \otimes [W(t, x', \sigma^0(\vec{r})) \otimes \dot{I}^*(x') \exp(-j2k\vartheta_x(\vec{r}, t)x')] \right] \right]. \quad (28) \end{aligned}$$

The two-dimensional Fourier transform in spatial and temporal coordinates of the ambiguity function takes the form

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}(\omega, \vartheta_x(\vec{r}, t)) &= \\ &= |\dot{S}_0(j\omega)|^2 |\dot{F}_{D'}(\vartheta_x(\vec{r}, t))|^2 G_W(\omega, \vartheta_x(\vec{r}, t), \sigma^0(\vec{r})). \quad (29) \end{aligned}$$

For the case of a discrete aperture of the onboard antenna array, the spectrum of the inverse correlation function can be factorized and written (29) in the following form

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}(\omega, \vartheta_x(\vec{r}, t)) &= (|\dot{S}_0(j\omega)|^2 G_{WT}(\omega, \sigma^0(\vec{r}))) \times \\ &\times (|\dot{F}_{D'}(\vartheta_{xl}(\vec{r}, t))|^2 G_W(\vartheta_{xl}(\vec{r}, t), \sigma^0(\vec{r}))), \quad (30) \end{aligned}$$

where

$$G_{WT}(\omega, \sigma^0(\vec{r})) = (\sigma^0(\vec{r}) |\dot{S}_0(j\omega)|^2 + 0.5N_{0n})^{-1}, \quad (31)$$

$$\begin{aligned} G_{WD'}(\vartheta_{xl}(\vec{r}, t), \sigma^0(\vec{r})) &= \\ &= (\sigma^0(\vec{r}) |\dot{S}_0(t, \vartheta_{xl}(\vec{r}, t))|^2 + 0.5N_{0n})^{-1}. \quad (32) \end{aligned}$$

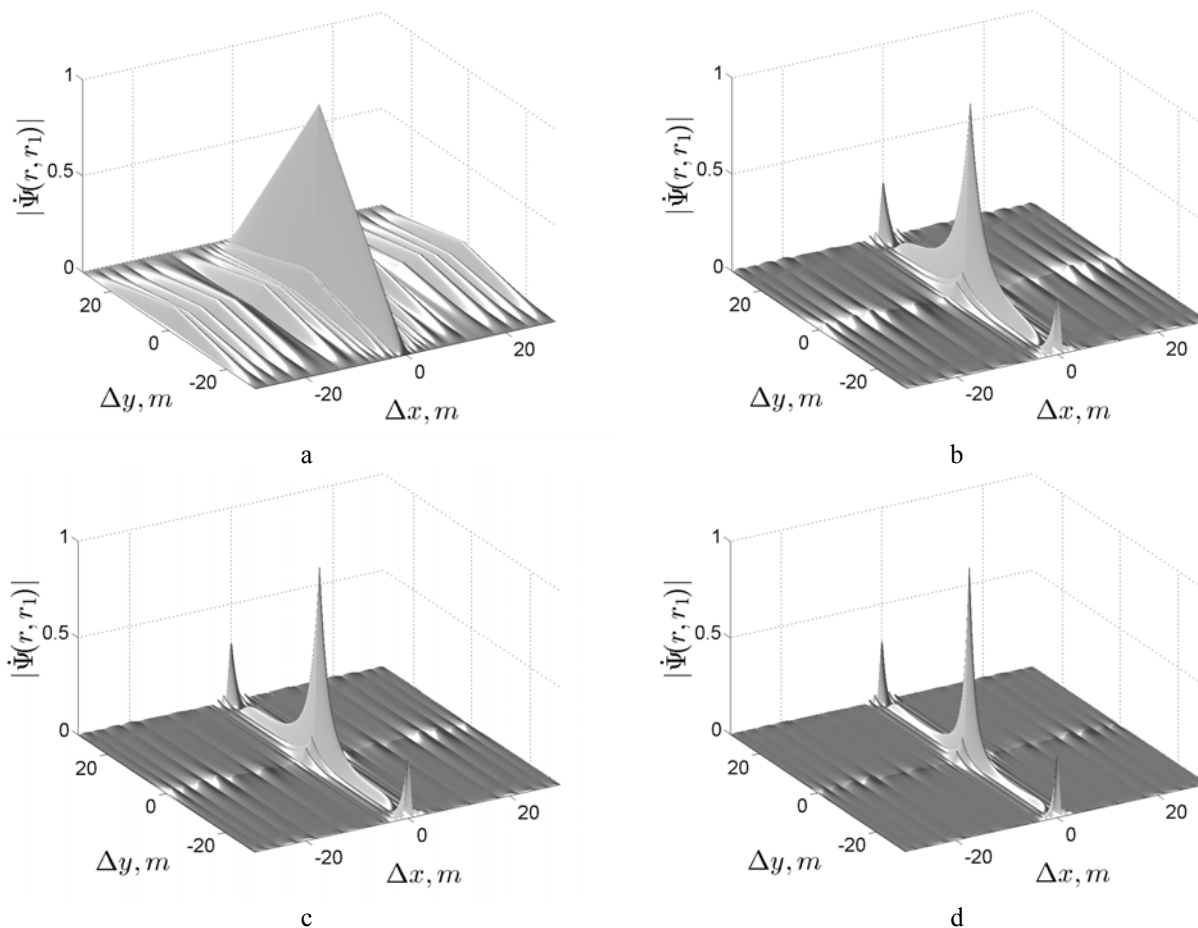


Figure 3 – Moduli of normalized ambiguity function for a sine-wave signal with a rectangular envelope and uniform amplitude-phase distribution: a – algorithm without decorrelation, b–d – algorithms with decorrelation and signal-to-noise ratio $2\sigma^0(\vec{r})/N_{0n} = 10, 25, 50$

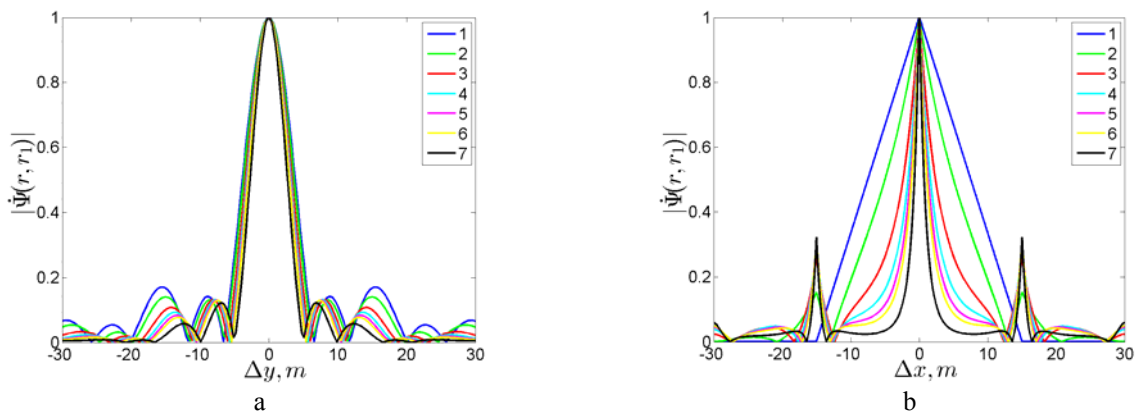


Figure 4 – The cross sections of the moduli of ambiguity functions in following coordinates: a – range, b – azimuth, 1 – algorithm without decorrelation, (2–7) – algorithms with decorrelation and signal-to-noise ratio $2\sigma^0(\vec{r}) / N_{0n} = 1, 5, 10, 15, 20, 50$

In contrast to the classical ambiguity functions the decorrelation filters make the received signals closer to white noise. In this case, the speckle dimensions are reduced in width, the number of speckles per unit area increases, which allows them to be averaged more efficiently and adaptively increase resolution with respect to the restoration of the function $\sigma^0(\vec{r})$.

Ambiguity functions $\dot{\Psi}(\vec{r}, \vec{r}_1)$ and their cross sections for different signal processing algorithms are shown in Fig. 3 and Fig. 4.

For validation of proposed method it is necessary to specify observation equation correctly, i.e. model of received signal should take into account stochastic character of scattered electromagnetic field. Simulation is performed according to the scheme shown in Fig. 5.

Fig. 5 contains the following blocks: White Gaussian Noise is the block of simulation of spatial white Gaussian noise with unit variance; Test Image is test image generator, $\sqrt{0,5\sigma^0(\vec{r})}$ is the block of the test image normalization; \times is product, $+$ is sum, \otimes is two-dimensional convolution, Ambiguity Function is ambiguity function generator, $|\cdot|^2$ is square modulus, Radar Image is block of radar images visualization. In the upper and lower channel we count real $\text{Re}\dot{F}(\vec{r})$ and imaginary $\text{Im}\dot{F}(\vec{r})$ parts of the complex scattering coefficient $\dot{F}(\vec{r})$. Thereafter we form $\dot{F}(\vec{r}) = \text{Re}\dot{F}(\vec{r}) + j\text{Im}\dot{F}(\vec{r})$ and convolve it with a complex ambiguity function. At the output we form estimates of desired RCS $\sigma^0(\vec{r})$.

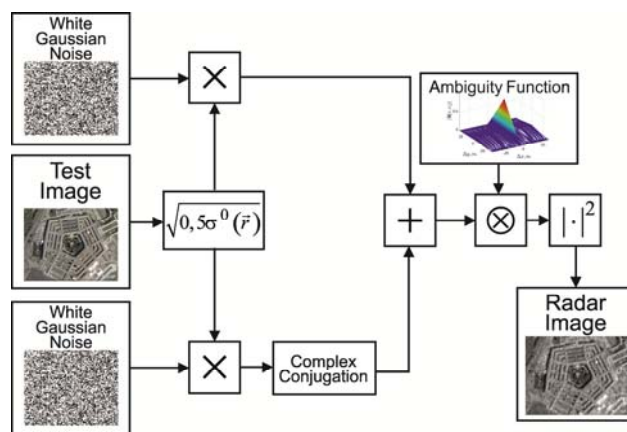


Figure 5 – The algorithm of radar images simulation

5 RESULTS

Test image is shown in Fig. 6. Fig. 7 shows a radar image formed using the classical SAR (ambiguity function in Fig. 4a) and modified algorithm (ambiguity function in Fig. 4b).



Figure 6 – Test image (RCS) $\sigma^0(\vec{r})$



a



b

Figure 7 – Radar images reconstructed with: a – classical method, b – modified method

Images simulated using classical methods are more distorted. Resolution of modified SAR significantly exceeds the classical methods. Further image filtering by means of different rectangular windows (filters with rectangular spatial impulses response), exponential windows, Hemming weight functions, atomic functions [33, 34], median filters, Li and Frost filters allow to reduce speckle noise.

6 DISCUSSION

The obtained method (18) can be used for description of whole receiving part, means procedure of beamforming and signal processing in receiver, of cognitive radar. It is possible not only because of adaptive signals decorrelation, but also modified method of surface observation. Taking into account some restrictions it is possible to derive already well-known methods of SAR operation. We will discuss some of them.

A multi-view mode. This method is widely used in practice to compensate the speckle noise in radar images. The essence of this method is the formation of multiple rays in the azimuthal plane, the reconstruction of the RCS

surface at different angles and the summation of the shifted images. Assuming in (18) that the radiation beams are fixed in the given directions $\vartheta_{xl}(\vec{r}, t_1) = \vartheta_{xl}(\vec{r})$, we obtain the method for processing signals in a multi-view mode.

SpotLight mode. This method shows the opposite situation when one beam is formed $\vartheta_{xl}(\vec{r}, t_1) = \vartheta_{xl}(\vec{r}, t_1)$, which is focused on one fixed observation area. In this case, it is possible to achieve the highest resolution, but only local sections with the size of a spot pattern.

StripMap mode. For this mode, only one fixed beam in the direction $\vartheta_{xl}(\vec{r}, t_1) = \vartheta_{x0}(\vec{r})$ is used. This is a classic method for generating a continuous radar image with a resolution equal to the size of the aperture of a non-synthesized airborne antenna.

Scanning modes. The calculations performed in the work show that the rate of change of the angle $\vartheta_x(\vec{r}, t_1) = (x - Vt) / R_0(\vec{r}, t)$ is consistent with the velocity V of the aircraft. At the same time, with arbitrary change of the $\vartheta_x(\vec{r}, t_1)$, any of the known scanning methods can be implemented: ScanSAR, TOPS, ITOPS.

So at the stage of radar designing it is possible to choose several programs of observation based on the proposed method.

CONCLUSIONS

The problem of further developing signal processing methods of RCS estimation in SAR with linear antenna array and adaptive receiver is solved.

The scientific novelty of obtained results is that the method can satisfy two contradictory requirements to radar vision – high spatial resolution and a wide strip of the observation. The obtained optimal operations supplement already existing results with new methods and algorithms of high-precision formation of radar images, the organization of interrelations between the adaptive transmitter, the receiver, the phased array, and show potential which it is necessary to approach.

The practical significance of obtained results is that they can be used for the development of cognitive radar systems with aperture synthesizing, which country-owner will be able independently to apply, to export, lease and sell the results of observations. At the same time, the price of radar images of the required area will be defined by two factors: resolution and efficiency of imaging. These contradictory requirements to radar imaging are satisfied in this work.

Prospects for further research are to study the method of RCS estimation in SAR with planar antenna array.

ACKNOWLEDGEMENTS

The work was supported by the Ministry of Education and Science of Ukraine, the state registration number is 0120U102082.

REFERENCES

1. Gart J. Electronics and Aerospace Industry in Cold War Arizona, 1945–1968: Motorola, Hughes Aircraft, Goodyear Aircraft: thesis ... doctor of philosophy. Tempe, Arizona State University, 2006, 335 p.
2. Kreiger G., Younis M., Huber S. et al. Digital beamforming and MIMO SAR: Review and new concepts, *EUSAR : 9th European Conference, Nuremberg, 23–26 April 2012 : proceedings*. Berlin, VDE, 2012, pp. 11–14.
3. Pavlikov V. V., Nguyen K., Tymoshchuk O. M. Algorithm for radiometric imaging by ultrawideband systems of aperture synthesis, *IEEE Radar Methods and Systems Workshop, Kiev, 27–28 September 2016 : proceedings*. Kiev, IEEE, 2016, pp. 103–106. DOI:10.1109/RMSW.2016.7778561
4. Pavlikov V. V., Nguyen K., Tymoshchuk O. M. New method for the spatio-spectral sensitivity domain filling and radiometric imaging with high resolution in aperture synthesis systems, *Eurasian Journal of Mathematical and Computer Applications*, 2016, Vol. 4, Issue 4, pp. 44–53. DOI:10.32523/2306-6172-2016-4-4-44-53
5. Pavlikov V. V., Nguyen K. Optimal algorithm for estimation of radio brightness of an extended source of radio thermal radiation in the ultra-wideband radiometric complex with a three-element-antenna system, *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science : 13th International Conference, Lviv, 23–26 February 2016 : proceedings*. Lviv, Publishing House of Lviv Polytechnic, 2016, pp. 236–239. DOI:10.1109/TCSET.2016.7452023
6. Pavlikov V. V., Nguyen K., Tymoshchuk O. M. Optimal structural synthesis of multi-antenna ultra-wideband radiometric complex, *Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves : 9th International Kharkiv Symposium, Kharkiv, 20–24 June 2016 : proceedings*. Kharkiv, IEEE, 2016, pp. 1–4. DOI:10.1109/MSMW.2016.7538181
7. Adamiuk G., Gabele M., Loinger A. et al. Technology demonstration for future DBF based spaceborne SAR missions, *EUSAR : 12th European Conference, Aachen, 4–7 June 2018 : proceedings*. Berlin, VDE, 2018, pp. 21–26.
8. Bulygin M., Baranov A., Chechina I. et al. Digital radar module for digital AESA of spaceborne SAR, *EUSAR : 12th European Conference, Aachen, 4–7 June 2018 : proceedings*. Berlin, VDE, 2018, pp. 79–82.
9. Rostan F., Riegger S., Huchler M. et al. The Sentinel-1 C-SAR Instrument Design & Performance, *EUSAR : 8th European Conference, Aachen, 7–10 June 2010 : proceedings*. Berlin, VDE, 2010, pp. 292–294.
10. Pavlikov V. V. Algorithm of optimum restoration of the radiometric image in two-antenna broadband system of aperture synthesis, *Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves : 8th International Kharkov Symposium, Kharkov, 23–28 June 2013 : proceedings*. Kharkov, IEEE, 2013, pp. 605–607. DOI:10.1109/MSMW.2013.6622156
11. Pavlikov V. V. Optimal restoration of radiometric images in ultrawideband radiometric systems with multi-antenna array, *Antenna Theory and Techniques : 9th International Conference, Odessa, 16–20 September 2013 : proceedings*. Odessa, IEEE, 2013, pp. 298–300. DOI:10.1109/ICATT.2013.6650757
12. Rommel T., Rincon R., Younis M. et al. Implementation of a MIMO SAR Imaging Mode for NASA's Next Generation Airborne L-Band SAR, *EUSAR : 12th European Conference, Aachen, 4–7 June 2018 : proceedings*. Berlin, VDE, 2018, pp. 32–36.
13. Wang J, Zhu KH, Wang LN et al. A Novel Orthogonal Waveform Separation Scheme for Airborne MIMO-SAR Systems, *Sensors*, 2018, Vol. 18, Issue 10, pp. 1–12. DOI:10.3390/s18103580
14. Marin C., Bovolo F., Bruzzone L. Building Change Detection in Multitemporal Very High Resolution SAR Images, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2015, Vol. 53, Issue 5, pp. 2664–2682. DOI:10.1109/TGRS.2014.2363548
15. Cho J. H., Park C. G. Multiple Feature Aggregation Using Convolutional Neural Networks for SAR Image-Based Automatic Target Recognition, *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2018, Vol. 15, Issue 12, pp. 1882–1886.
16. Buck C., Gebert N., Angevain J. C. et al. An Overview of ESA Activities in Support of Direct Ocean Surface Current Measurement from Space, *EUSAR : 12th European Conference, Aachen, 4–7 June 2018 : proceedings*. Berlin, VDE, 2018, pp. 1417–1422.
17. Damini A., McDonald M., Haslam G. E. X-band wideband experimental airborne radar for SAR, GMTI and maritime surveillance, *IEE Proceedings – Radar, Sonar and Navigation*, 2003, Vol. 150, Issue 4, pp. 305–312. DOI:10.1049/ip-rsn:20030654
18. Xinzhe Y., Jianqiang L., Chunhua X., Tao Z. et al. Application of spaceborne SAR imagery in monitoring green algae, *APSAR : 2nd Asian-Pacific Conference, Xian, 26–30 October 2009 : proceedings*. Xian, IEEE, 2009, pp. 129–131. DOI:10.1109/APSAR.2009.5374140
19. Brunner D., Schulz K., Brehm T. Building damage assessment in decimeter resolution SAR imagery: A future perspective, *Joint Urban Remote Sensing Event, Munich, 11–13 April 2011*. Munich, IEEE, 2011, pp. 217–220. DOI:10.1109/JURSE.2011.5764759
20. Maksymiuk O., Schmitt M., Brenner A. R. et al. First investigations on detection of stationary vehicles in airborne decimeter resolution SAR data by supervised learning, *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Munich, 22–27 July 2012 : proceedings*. Munich, IEEE, 2012, pp. 3584–3587. DOI:10.1109/IGARSS.2012.6350642
21. Stilla U., Schmitt M., Maksymiuk O. et al. Towards the recognition of individual trees in decimeter-resolution airborne millimeterwave SAR, *Pattern Recognition in Remote Sensing : 8th IAPR Workshop, Stockholm, 24 August 2014 : proceedings*. Stockholm, IEEE, 2014, pp. 48–51. DOI:10.1109/PRRS.2014.6914287
22. Baqué R., Castet N., Fromage P. et al. Ultra-High Resolution and Long Range X-Band Airborne SAR System, *International Conference on Radar, Brisbane, 27–31 August 2018 : proceedings*. Brisbane, IEEE, 2018, pp. 388–393. DOI:10.1109/RADAR.2018.8557220
23. Baqué R., Castet N., Fromage P. et al. SETHI/RAMSES-NG new performances of the flexible multi-spectral airborne remote sensing research platform, *International Conference on Radar Systems, Nuremberg, 11–13 October 2017 : proceedings*. Nuremberg, IEEE, 2017, pp. 191–194.
24. Krieger G., Huber S., Villano M. et al. SIMO and MIMO System Architectures and Modes for High-Resolution Ultra-Wide-Swath SAR Imaging, *EUSAR : 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Hamburg, 6–9 June 2016 : proceedings*. Berlin, VDE, 2016, pp. 1–6.
25. Krieger G., Huber S., Younis M. et al. In-Orbit Relative Amplitude and Phase Antenna Pattern Calibration for

- Tandem-L, *EUSAR : 12th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Aachen, 4–7 June 2018 : proceedings*. Berlin, VDE, 2018, pp. 421–426.
26. Volosyuk V. K., Pavlikov V. V., Zhyla S. S. Phenomenological Description of the Electromagnetic Field and Coherent Images in Radio Engineering and Optical Systems, *Mathematical Methods in Electromagnetic Theory : 17th International Conference, Kiev, 2–5 July 2018: proceedings*. Kiev, IEEE, 2018, pp. 302–305. DOI: 10.1109/MMET.2018.8460321
27. Volosyuk V. K., Zhyla S. S., Kolesnikov D. V. Phenomenological description of coherent radar images based on the concepts of the measure of set and stochastic integral, *Telecommunications and Radio Engineering*, 2019, Vol. 78, Issue 1, pp. 19–30. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v78.i1.30
28. Volosyuk V. K., Kravchenko V. F. Statistical Theory of Radio-Engineering Systems of Remote Sensing and Radar. Moscow, Fizmatlit, 2008, 704 p.
29. Kravchenko V. F., Kutuza B. G., Volosyuk V. K. et al. Super-resolution SAR imaging: Optimal algorithm synthesis and simulation results, *Progress in Electromagnetics Research Symposium, St. Petersburg, 22–25 May 2017 : proceedings*. St. Petersburg, IEEE, 2017, pp. 419–452. DOI:10.1109/PIERS.2017.8261776
30. Volosyuk V. K., Zhyla S. S. Optimal radar cross section estimation in synthetic aperture radar, *Electrical and Computer Engineering : 1st Ukraine Conference, Kiev, 29 May – 2 June 2017 : proceedings*. Kiev, IEEE, 2017, pp. 189–193. DOI:10.1109/UKRCON.2017.8100471
31. Volosyuk V. K., Zhyla S. S., Antonov M. O. et al. Optimal acquisition mode and signal processing algorithm in synthetic aperture radar, *Electronics and Nanotechnology : 37th International Conference, Kiev, 18–20 April 2017 : proceedings*. Kiev, IEEE, 2017, pp. 511–516. DOI:10.1109/ELNANO.2017.7939804
32. Pavlikov V. V., Volosyuk V. K., Zhyla S. S. et al. Active Aperture Synthesis Radar for High Spatial Resolution Imaging, *Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals : 9th International Conference, Odessa, 4–7 September 2018 : proceedings*. Odessa, IEEE, 2018, pp. 252–255. DOI:10.1109/UWBUSIS.2018.8520021
33. Blednov V. I., Pavlikov V. V., Jakuschenko I. Filtration of the radar images by filters with weighting coefficients of classical and new Kravchenko windows, *Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves and Workshop on Terahertz Technologies : 6th International Kharkov Symposium, Kharkov, 25–30 June 2007 : proceedings*. Kharkov, IEEE, 2007, pp. 986–988. DOI: 10.1109/MSMW.2007.4294883
34. Pavlikov V. V. Application of Kravchenko windows in problems of formation of the radar subsurface layers images by the onboard radar of subsurface sensing, *Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves and Workshop on Terahertz Technologies : 6th International Kharkov Symposium, Kharkov, 25–30 June 2007 : proceedings*. Kharkov, IEEE, 2007, pp. 938–940. DOI: 10.1109/MSMW.2007.4294867

Received 14.05.2020.
Accepted 10.09.2020.

УДК 621.396

ПОБУДОВА ЗОБРАЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОЇ ПЛОЩІ РОЗСІЯННЯ В РАДАРІ З СИНТЕЗОВАНОЮ АПЕРТУРОЮ АНТЕНИ, ЛІНІЙНОЮ АНТЕННОЮ РЕШІТКОЮ І АДАПТИВНИМ ПРИЙМАЧЕМ

Волосюк В. К. – д-р техн. наук, професор кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем Національного аерокосмічного університету «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Жила С. С. – канд. техн. наук, завідувач кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем Національного аерокосмічного університету «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Руженцев М. В. – д-р техн. наук, професор, Провідний науковий співробітник кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем Національного аерокосмічного університету «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Собколов А. Д. – аспірант кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем, Національного аерокосмічного університету «Харківський авіаційний інститут» Харків, Україна.

Церне Е. О. – асистент кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем Національного аерокосмічного університету «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Колесніков Д. В. – інженер кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем Національного аерокосмічного університету «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Власенко Д. С. – асистент кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем Національного аерокосмічного університету «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

Топал М. С. – доцент кафедри проектування літаків та вертольотів Національного аерокосмічного університету «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

АНОТАЦІЯ

Актуальність. Існує велика кількість методів оцінки ЕПР в бортових радарі з синтезом апертури, які відрізняються точністю, часом відновлення ЕПР заданої області і складністю реалізації. У той же час оптимальний метод, який є узагальненням всіх існуючих і який характеризує як просторову, так і часову оптимальну обробку сигналів синтезованих не був. Також при постановці більшості завдань не враховується стохастична структура сигналів, відбитих від більшості підстилаючих поверхонь. В результаті не визначені подальші шляхи покращення роздільної здатності, оптимальна структура радара з синтезуванням апертури антени і гранично досяжна точність оцінювання ЕПР.

Мета. Метою роботи є рішення наскрізної задачі синтезу оптимального методу відновлення ЕПР поверхонь, як статистичної характеристики просторово-неоднорідних випадкових процесів, в радіотехнічних системах аерокосмічного базування з рухомими лінійними антенними решітками і адаптивною просторово-часовою обробкою сигналів.

Метод. Використовуючи метод максимальної правдоподібності та враховуючи апріорну інформацію про статистичні характеристики прийнятих просторово-часових полів, отриманий метод надрозрізнення оцінки ЕПР за просторовими коор-

динам. Узагальнена постановка задачі дозволила визначити оптимальний метод спостереження поверхні, що дозволяє подолати протиріччя між розміром зони спостереження і точністю оцінок параметрів. Отриманий метод дозволяє досягнути найкращого розрізнення (як в прожекторному режимі) радіолокаційних зображень для широкої області спостереження (такої, як в смуговому режимі). Показано, що загальний алгоритм можна адаптувати до часткових розв'язків з обмеженими постановками завдання. На відміну від відомого методу синтезу апертури обробка прийнятого поля в антенній решітці і приймачі є адаптивною і залежить від відношення сигнал/шум.

Результати. Оптимальний метод сканування області спостереження на борту РСА з антенними решітками і відповідний метод адаптивної просторово-часової обробки сигналу можуть бути використані для опису роботи вхідного тракту приймачів когнітивного бортового радару дистанційного зондування.

Висновки. Отриманий оптимальний метод можна розглядати як модифікований метод синтезування апертури з багато-променевим прожекторним оглядом і можливістю адаптивного діаграмоутворення, і часовою обробкою сигналів. На відміну від класичного методу, який здійснює узгоджену фільтрацію прийнятого сигналу з опорним сигналом, в модифікованому методі додатково здійснюється декореляція сигналів, відбитих від земної поверхні. В результаті такої декореляції характерні інтервали спеклів (розміри плямистої структури зображення) будуть значно менше, ніж при узгодженій фільтрації. Тому їх подальше згладжування з тією ж ефективністю може бути виконано вікнами меншої ширини. Це в підсумку в результаті спільно з багатопроменевим прожекторним оглядом дозволить значно підвищити роздільну здатність РСА з розширеною областю спостереження.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: радар з синтезованою апертурою, ефективна площа розсіювання, статистична оптимізація, оптимальний режим огляду поверхні, надроздільний метод, когнітивні радари.

УДК 621.396

ПОСТРОЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ В РАДАРЕ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ, ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ И АДАПТИВНЫМ ПРИЕМНИКОМ

Волосюк В. К. – д-р техн. наук, профессор кафедры аэрокосмических радиоэлектронных систем Национального аэрокосмического университета «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

Жила С. С. – канд. техн. наук, заведующий кафедры аэрокосмических радиоэлектронных систем Национального аэрокосмического университета «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

Руженцев Н. В. – д-р техн. наук, профессор, ведущий научный сотрудник кафедры аэрокосмических радиоэлектронных систем Национального аэрокосмического университета «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

Собколов А. Д. – аспирант кафедры аэрокосмических радиоэлектронных систем Национального аэрокосмического университета «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

Цернэ Э. А. – ассистент кафедры аэрокосмических радиоэлектронных систем Национального аэрокосмического университета «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

Колесников Д. В. – инженер кафедры аэрокосмических радиоэлектронных систем Национального аэрокосмического университета «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

Власенко Д. С. – ассистент кафедры аэрокосмических радиоэлектронных систем Национального аэрокосмического университета «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

Топал Н. С. – доцент кафедры проектирования самолетов и вертолетов Национального аэрокосмического университета «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

АННОТАЦИЯ

Актуальность. Существует значительное количество методов оценки ЭПР в бортовых радах с синтезом апертуры, которые отличаются точностью, временем восстановления ЭПР заданной области и сложностью реализации. В тоже время оптимальный метод, являющийся обобщением всех существующих и характеризующий как пространственную, так и временную оптимальную обработку сигналов синтезирован не был. Также при постановке большинства задач не учитывается стохастическая структура сигналов, отраженных от большинства подстилающих поверхностей. В результате не определены дальнейшие пути улучшения разрешающей способности, оптимальная структура радара с синтезированием апертуры антенны и предельно достижимая точность оценивания ЭПР.

Цель. Целью работы является решение сквозной задачи синтеза оптимального метода восстановления ЭПР поверхностей, как статистической характеристики пространственно-неоднородных случайных процессов, в радиотехнических системах аэрокосмического базирования с движущимися линейными антенными решетками и адаптивной пространственно-временной обработкой сигналов.

Метод. Используя метод максимального правдоподобия и учитывая априорную информацию о статистических характеристиках принятых пространственно-временных полей, получен метод сверхразрешения оценки ЭПР по пространственным координатам. Обобщенная постановка задачи позволила определить оптимальный метод наблюдения поверхности, позволяющий преодолеть противоречие между размером зоны наблюдения и точностью оценок параметров. Полученный метод позволяет добиться наилучшего разрешения (как в прожекторном режиме) радиолокационных изображений для широкой области наблюдения (такой, как в полосовом режиме). Показано, что общий алгоритм можно адаптировать к частным решениям с ограниченными постановками задачи. В отличие от известного метода синтеза апертуры обработка принимаемого поля в антенной решетке и приемнике является адаптивной и зависит от отношения сигнал/шум.

Результаты. Оптимальный метод сканирования области наблюдения на борту PCA с антенными решетками и соответствующий метод адаптивной пространственно-временной обработки сигнала могут быть использованы для описания работы входного тракта приемников когнитивного бортового радара дистанционного зондирования.

Выводы. Полученный оптимальный метод можно рассматривать как модифицированный метод синтезирования апертуры с многолучевым прожекторным обзором и возможностью адаптивного диаграмообразования и временной обработкой сигналов. В отличие от классического метода, осуществляющего согласованную фильтрацию принятого сигнала с опорным сигналом, в модифицированном методе дополнительно осуществляется декорреляция сигналов, отраженных от земной поверхности. В результате такой декорреляции характерные интервалы спеклов (размеры пятнистой структуры изображения) будут значительно меньше, чем при согласованной фильтрации. Поэтому их последующее сглаживание с той же эффективностью может быть выполнено окнами меньшей ширины. Это, в конечном итоге, совместно с многолучевым прожекторным обзором позволит значительно повысить разрешающую способность PCA с расширенной областью наблюдения.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: радар с синтезированной апертурой, эффективная площадь рассеяния, статистическая оптимизация, оптимальный режим обзора поверхности, сверхразрешающий метод, когнитивные радары.

ЛИТЕРАТУРА / LITERATURA

1. Gart J. Electronics and Aerospace Industry in Cold War Arizona, 1945–1968: Motorola, Hughes Aircraft, Goodyear Aircraft: thesis ... doctor of philosophy / Gart Jason. – Tempe: Arizona State University, 2006. – 335 p.
2. Digital beamforming and MIMO SAR: Review and new concepts / [G. Kreiger, M. Younis, S. Huber et al.] // EUSAR : 9th European Conference, Nuremberg, 23–26 April 2012 : proceedings. – Berlin : VDE, 2012. – P. 11–14.
3. Pavlikov V. V. Algorithm for radiometric imaging by ultrawideband systems of aperture synthesis / V. V. Pavlikov, K. Nguyen, O. M. Tymoshchuk // IEEE Radar Methods and Systems Workshop, Kiev, 27–28 September 2016 : proceedings. – Kiev : IEEE, 2016. – P. 103–106. DOI:10.1109/RMSW.2016.7778561
4. Pavlikov V. V. New method for the spatio-spectral sensitivity domain filling and radiometric imaging with high resolution in aperture synthesis systems / V. V. Pavlikov, K. Nguyen, O. M. Tymoshchuk // Eurasian Journal of Mathematical and Computer Applications. – 2016. – Vol. 4, Issue 4. – P. 44–53. DOI: 10.32523/2306-6172-2016-4-4-44-53
5. Pavlikov V. V. Optimal algorithm for estimation of radio brightness of an extended source of radio thermal radiation in the ultra-wideband radiometric complex with a three-element-antenna system / V. V. Pavlikov, K. Nguyen // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science : 13th International Conference, Lviv, 23–26 February 2016 : proceedings. – Lviv : Publishing House of Lviv Polytechnic, 2016. – P. 236–239. DOI:10.1109/TCSET.2016.7452023
6. Pavlikov V. V. Optimal structural synthesis of multi-antenna ultra-wideband radiometric complex / V. V. Pavlikov, K. Nguyen, O. M. Tymoshchuk // Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves : 9th International Kharkiv Symposium, Kharkiv, 20–24 June 2016 : proceedings. – Kharkiv : IEEE, 2016. – P. 1–4. DOI:10.1109/MSMW.2016.7538181
7. Technology demonstration for future DBF based spaceborne SAR missions / [G. Adamiuk, M. Gabele, A. Loinger et al.] // EUSAR : 12th European Conference, Aachen, 4–7 June 2018 : proceedings. – Berlin : VDE, 2018. – P. 21–26.
8. Digital radar module for digital AESA of spaceborne SAR / [M. Bulygin, A. Baranov, I. Chechina et al.] // EUSAR : 12th European Conference, Aachen, 4–7 June 2018 : proceedings. – Berlin: VDE, 2018. – P. 79–82.
9. The Sentinel-1 C-SAR Instrument Design & Performance / [F. Rostan, S. Riegger, M. Huchler et al.] // EUSAR : 8th European Conference, Aachen, 7–10 June 2010 : proceedings. – Berlin : VDE, 2010. – P. 292–294.
10. Pavlikov V. V. Algorithm of optimum restoration of the radiometric image in two-antenna broadband system of aperture synthesis / V. V. Pavlikov // Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves : 8th International Kharkov Symposium, Kharkov, 23–28 June 2013 : proceedings. – Kharkov : IEEE, 2013. – P. 605–607. DOI:10.1109/MSMW.2013.6622156
11. Pavlikov V. V. Optimal restoration of radiometric images in ultrawideband radiometric systems with multi-antenna array / V. V. Pavlikov // Antenna Theory and Techniques : 9th International Conference, Odessa, 16–20 September 2013 : proceedings. – Odessa : IEEE, 2013. – P. 298–300. DOI:10.1109/ICATT.2013.6650757
12. Implementation of a MIMO SAR Imaging Mode for NASA's Next Generation Airborne L-Band SAR / [T. Rommel, R. Rincon, M. Younis et al.] // EUSAR : 12th European Conference, Aachen, 4–7 June 2018 : proceedings. – Berlin : VDE, 2018. – P. 32–36.
13. A Novel Orthogonal Waveform Separation Scheme for Airborne MIMO-SAR Systems / [J. Wang, KH Zhu, LN Wang et al.] // Sensors. – 2018. – Vol. 18, Issue 10. – P. 1–12. DOI:10.3390/s18103580
14. Marin C. Building Change Detection in Multitemporal Very High Resolution SAR Images / C. Marin, F. Bovolo, L. Bruzzone // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2015. – Vol. 53, Issue 5. – P. 2664–2682. DOI: 10.1109/TGRS.2014.2363548
15. Cho J. H. Multiple Feature Aggregation Using Convolutional Neural Networks for SAR Image-Based Automatic Target Recognition / J. H. Cho, C. G. Park // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. – 2018. – Vol. 15, Issue 12. – P. 1882–1886.
16. An Overview of ESA Activities in Support of Direct Ocean Surface Current Measurement from Space / [C. Buck, N. Gebert, J. C. Angevain et al.] // EUSAR : 12th European Conference, Aachen, 4–7 June 2018 : proceedings. – Berlin : VDE, 2018. – P. 1417–1422.
17. Damini A. X-band wideband experimental airborne radar for SAR, GMTI and maritime surveillance / A. Damini, M. McDonald, G. E. Haslam // IEE Proceedings – Radar, Sonar and Navigation. – 2003. – Vol. 150, Issue 4. – P. 305–312. DOI: 10.1049/ip-rsn:20030654
18. Application of spaceborne SAR imagery in monitoring green algae / [Y. Xinzhe, L. Jianqiang, X. Chunhua, Z. Tao et al.] // APSAR : 2nd Asian-Pacific Conference, Xian, 26–30 October 2009 : proceedings. – Xian : IEEE, 2009. – P. 129–131. DOI: 10.1109/APSAR.2009.5374140
19. Brunner D. Building damage assessment in decimeter resolution SAR imagery: A future perspective / D. Brunner, K. Schulz, T. Brehm // Joint Urban Remote Sensing Event,

- Munich, 11–13 April 2011. – Munich : IEEE, 2011. – P. 217–220. DOI: 10.1109/JURSE.2011.5764759
20. First investigations on detection of stationary vehicles in airborne decimeter resolution SAR data by supervised learning / [O. Maksymiuk, M. Schmitt, A. R. Brenner et al.] // IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Munich, 22–27 July 2012 : proceedings. – Munich: IEEE, 2012. – P. 3584–3587. DOI: 10.1109/IGARSS.2012.6350642
21. Towards the recognition of individual trees in decimeter-resolution airborne millimeterwave SAR / [U. Stilla, M. Schmitt, O. Maksymiuk et al.] // Pattern Recognition in Remote Sensing : 8th IAPR Workshop, Stockholm, 24 August 2014 : proceedings. – Stockholm: IEEE, 2014. – P. 48–51. DOI: 10.1109/PRRS.2014.6914287
22. Ultra-High Resolution and Long Range X-Band Airborne SAR System / [R. Baqué, N. Castet, P. Fromage et al.] // International Conference on Radar, Brisbane, 27–31 August 2018 : proceedings. – Brisbane : IEEE, 2018. – P. 388–393. DOI: 10.1109/RADAR.2018.8557220
23. SETHI/RAMSES-NG new performances of the flexible multi-spectral airborne remote sensing research platform / [R. Baqué, N. Castet, P. Fromage et al.] // International Conference on Radar Systems, Nuremberg, 11–13 October 2017: proceedings. – Nuremberg: IEEE, 2017. – P. 191–194.
24. SIMO and MIMO System Architectures and Modes for High-Resolution Ultra-Wide-Swath SAR Imaging / [G. Krieger, S. Huber, M. Villano et al.] // EUSAR : 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Hamburg, 6–9 June 2016 : proceedings. – Berlin : VDE, 2016. – P. 1–6.
25. In-Orbit Relative Amplitude and Phase Antenna Pattern Calibration for Tandem-L / [G. Krieger, S. Huber, M. Younis et al.] // EUSAR : 12th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Aachen, 4–7 June 2018 : proceedings. – Berlin: VDE, 2018. – P. 421–426.
26. Volosyuk V. K. Phenomenological Description of the Electromagnetic Field and Coherent Images in Radio Engineering and Optical Systems / V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov, S. S. Zhyla // Mathematical Methods in Electromagnetic Theory : 17th International Conference, Kiev, 2–5 July 2018: proceedings. – Kiev : IEEE, 2018. – P. 302–305. DOI: 10.1109/MMET.2018.8460321
27. Volosyuk V. K. Phenomenological description of coherent radar images based on the concepts of the measure of set and stochastic integral / V. K. Volosyuk, S. S. Zhyla, D. V. Kolesnikov // Telecommunications and Radio Engineering. – 2019. – Vol. 78, Issue 1. – P. 19–30. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v78.i1.30
28. Volosyuk V. K. Statistical Theory of Radio-Engineering Systems of Remote Sensing and Radar / V. K. Volosyuk, V. F. Kravchenko. – Moscow : Fizmatlit, 2008. – 704 p.
29. Super-resolution SAR imaging: Optimal algorithm synthesis and simulation results / [V. F. Kravchenko, B. G. Kutuza, V. K. Volosyuk et al.] // Progress in Electromagnetics Research Symposium, St. Petersburg, 22–25 May 2017 : proceedings. – St. Petersburg : IEEE, 2017. – P. 419–452. DOI:10.1109/PIERS.2017.8261776
30. Volosyuk V. K. Optimal radar cross section estimation in synthetic aperture radar / V. K. Volosyuk, S. S. Zhyla // Electrical and Computer Engineering : 1st Ukraine Conference, Kiev, 29 May – 2 June 2017 : proceedings. – Kiev : IEEE, 2017. – P. 189–193. DOI:10.1109/UKRCON.2017.8100471
31. Optimal acquisition mode and signal processing algorithm in synthetic aperture radar / [V. K. Volosyuk, S. S. Zhyla, M. O. Antonov et al.] // Electronics and Nanotechnology : 37th International Conference, Kiev, 18–20 April 2017 : proceedings. – Kiev : IEEE, 2017. – P. 511–516. DOI:10.1109/ELNANO.2017.7939804
32. Active Aperture Synthesis Radar for High Spatial Resolution Imaging / [V. V. Pavlikov, V. K. Volosyuk, S. S. Zhyla et al.] // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals : 9th International Conference, Odessa, 4–7 September 2018 : proceedings. – Odessa : IEEE, 2018. – P. 252–255. DOI:10.1109/UWBUSIS.2018.8520021
33. Blednov V. I. Filtration of the radar images by filters with weighting coefficients of classical and new Kravchenko windows / V. I. Blednov, V. V. Pavlikov, I. Jakuschenko // Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves and Workshop on Terahertz Technologies : 6th International Kharkov Symposium, Kharkov, 25–30 June 2007 : proceedings. – Kharkov : IEEE, 2007. – P. 986–988. DOI: 10.1109/MSMW.2007.4294883
34. Pavlikov V. V. Application of Kravchenko windows in problems of formation of the radar subsurface layers images by the onboard radar of subsurface sensing / V. V. Pavlikov // Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves and Workshop on Terahertz Technologies : 6th International Kharkov Symposium, Kharkov, 25–30 June 2007 : proceedings. – Kharkov : IEEE, 2007. – P. 938–940. DOI: 10.1109/MSMW.2007.4294867

МЕТОД СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АДАПТАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ФИЛЬТРА

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

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

АННОТАЦИЯ

Актуальность. При защите радиолокационных станций от активных шумовых помех, действующих по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны, используют пространственную фильтрацию, которая реализуется путем использования антенн, разнесенных в пространстве. В этом случае различие направлений приема полезного сигнала и помехи позволяет сформировать оптимальное значение весовых коэффициентов адаптивных пространственных фильтров для подавления помехи. Однако, если источник помехи смещается в область главного луча, то пространственные различия между полезным сигналом и помехой уменьшаются. Это приводит к существенному искажению диаграммы направленности основной антенны. В результате этого ухудшается точность измерения угловых координат, а также чувствительность приемного устройства.

Цель работы состоит в повышении эффективности функционирования радиолокационной станции в условиях возможного воздействия помехи по главному лучу диаграммы направленности основной антенны как при перемещении источника активной помехи в пространстве, так и при сканировании антенной системы.

Метод реализуется путем использования как параметрической адаптации известных пространственных фильтров, так и структурной адаптации системы помехозащиты. Структура обработки радиолокационных сигналов изменяется путем текущей оценки направления воздействия помехи. При этом управляющий сигнал для структурной адаптации формируется по текущему значению модуля весового коэффициента пространственного фильтра.

Результаты. Разработана структурная схема пространственного фильтра со структурно-параметрической адаптацией весовых коэффициентов, обеспечивающая эффективную работу радиолокационной станции в условиях воздействия активной помехи, действующей как по боковым лепесткам диаграммы направленности, так и по главному лучу. Разработана и протестирована математическая модель пространственного фильтра со структурно-параметрической адаптацией. В результате проведенного моделирования подтверждены возможности повышения точности измерения угловых координат и чувствительности приемного устройства радиолокационной станции.

Выводы. Научная новизна проведенного исследования состоит в разработке нового метода структурно-параметрической адаптации пространственного фильтра, обеспечивающего эффективную работу радиолокационной станции при воздействии активной шумовой помехи как с направления боковых лепестков, так и с направления главного луча диаграммы направленности основной антенны.

Практическая значимость работы определяется разработкой структурной схемы пространственного фильтра со структурно-параметрической адаптацией, разработкой математической модели и ее тестированием.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: активная шумовая помеха, пространственный фильтр, структурно-параметрическая адаптация, коэффициент подавления.

АББРЕВИАТУРЫ

АК – автокомпенсатор помех;
АШП – активная шумовая помеха;
ВК – весовой коэффициент;
ДНОА – диаграмма направленности основной антенны;
КОВ – классифицированная обучающая выборка;
ММКК – модуль межканального коэффициента корреляции;
ПВО – пространственно-временная обработка;
ПП – пассивная помеха;
ПФ – пространственный фильтр;
ФКОВ – формирователь классифицированной обучающей выборки.

НОМЕНКЛАТУРА

\dot{k} – комплексное значение весового коэффициента;
 \dot{i} – текущий интервал дальности;

m – количество отчетов в интервале дальности;
 n – количество интервалов дальности;
 r – текущий дискрет в интервале дальности;
 \dot{U}_0 – комплексное значение помехи в основном канале;
 \dot{U}_k – комплексное значение помехи в компенсационном канале;
 \dot{U}_k^* – комплексно-сопряженное значение помехи в компенсационном канале;
 $|\dot{\rho}|$ – модуль межканального коэффициента корреляции;
 σ_0, σ_k – среднеквадратические значения АШП в каналах ПФ;
 K_b – модуль ВК;
 K_n – коэффициент подавления АШП.

ВВЕДЕНИЕ

Для защиты радиолокационных средств от воздействия активных шумовых помех могут быть использованы как пространственные, так и поляризационные отличия в структуре полезных и помеховых сигналов [1–3]. Пространственную фильтрацию сигналов используют при воздействии АШП, действующих по боковым лепесткам диаграммы направленности основной антенны [4]. Поляризационную фильтрацию преимущественно используют при защите радиолокационных сигналов от помех, действующих в направлении главного луча ДНОА [5]. В качестве элемента адаптации пространственного или поляризационного фильтров используют различного вида автокомпенсаторы помех или адаптивные антенные решетки.

В реальных условиях работы на РЛС могут одновременно воздействовать как АШП, так и пассивные помехи. АШП создается расположенными в дальней зоне антенны РЛС точечными по дальности и по угловым координатам источниками шумовых излучений. Пассивная помеха возникает вследствие переотражений зондирующего сигнала от местных предметов, гидрометеоров, дипольных помех. ПП декоррелирует АШП в приемных каналах РЛС, поэтому на интервалах дальности, где одновременно воздействуют обе составляющие комбинированной помехи, компенсация АШП существенно ухудшается. Поэтому в современных адаптивных ПФ используют естественную нестационарность ПП и тем или иным методом формируют КОВ, порожденную только АШП [6–9], для адаптации ВК.

Однако, в реальных условиях при воздействии АШП по главному лучу ДНОА известные ПФ с параметрической адаптацией существенно ограничивают эффективность работы РЛС. Так, в монографии [10] показано, что при воздействии АШП по главному лучу диаграммы направленности основной антенны в ПФ, предназначенном для компенсации помехи, действующей в направлении боковых лепестков, существенно искажается главный луч. Это приводит к ухудшению точности измерения угловых координат целей, а также к ухудшению чувствительности приемного устройства РЛС. Последнее объясняется возрастанием весового коэффициента пространственного фильтра и, как следствие, к увеличению уровня собственных шумов компенсационного канала на выходе пространственного фильтра.

Таким образом, для эффективной работы РЛС в условиях динамичной обстановки, когда АШП может воздействовать как по боковым лепесткам ДНОА, так и главному лучу необходимо дополнительно обеспечить структурную адаптацию системы помехозащиты.

Цель работы состоит в повышении эффективности работы РЛС в условиях возможного воздействия АШП по главному лучу ДНОА как при перемещении постановщика АШП, так и при сканировании антенны РЛС.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

При защите РЛС от АШП, действующей по боковым лепесткам, используют пространственную фильтрацию, которая реализуется путем использования антенн, разнесенных в пространстве. В этом случае различия направлений приема полезного сигнала и АШП позволяют сформировать оптимальный весовой коэффициент адаптивного пространственного фильтра для подавления помехи. При этом вследствие различных направлений воздействия сигнала, отраженного от цели, и АШП полезный сигнал на выходе адаптивного ПФ не компенсируется. По мере сближения направлений приема помехи и сигнала пространственные различия между ними уменьшаются, что приводит к искажению главного луча ДНОА [10]. В случае совпадения направлений помехи и сигнала сформированный весовой коэффициент является оптимальным как для подавления АШП, так и для подавления полезного сигнала. При этом возникает эффект «ослепления» РЛС [9]. Следствием этого является невозможность обнаружения полезного сигнала на выходе ПФ даже в случае превышения его над уровнем АШП на входе системы помехозащиты.

Поэтому задачей настоящей работы является разработка и исследование нового метода структурно-параметрической адаптации пространственных фильтров, обеспечивающих эффективную работу РЛС при воздействии АШП как с направления главного луча ДНОА [11–12], так и с направлений боковых лепестков.

2 ЛИТЕРАТУРНЫЙ ОБЗОР

Повышению эффективности пространственной обработки радиолокационных сигналов в условиях воздействия комбинированных помех посвящено ряд публикаций. Наиболее перспективными в этом отношении являются адаптивные системы, способные без априорной информации о помеховой обстановке автоматически подавлять сигналы помех, улучшая прием полезного сигнала [13].

Известна оптимальная классическая структура ПВО радиолокационных сигналов в виде линий задержки с отводами в каждом парциальном канале фазированной антенной решетки и весовых сумматоров [3, 7]. Она позволяет путем совместной обработки сформировать необходимую пространственно-частотную характеристику, которая позволяет обеспечить одновременное подавление составляющих комбинированной помехи. Однако, при большом количестве пространственных каналов, что необходимо для обеспечения точности измерения угловых координат радиолокационных целей, такая структура оказывается неприемлемой вследствие сложности реализации и малой скорости адаптации [7, 14].

Существенное упрощение обработки сигналов и уменьшение времени адаптации ВК ПФ можно получить путем использования раздельной ПВО. При этом для уменьшения влияния пассивной помехи на про-

цесс адаптации ВК ПФ необходимо тем или иным методом сформировать КОВ.

Существует много различных методов формирования КОВ, которые используют временные, частотные и корреляционные различия в структуре активных и пассивных помех [15]. Одним из новых перспективных методов формирования КОВ можно считать корреляционный метод [16], основанный на использовании апостериорной информации относительно распределения пассивной помехи по дальности. В предложенном методе, с учетом явления декорреляции активной помехи пассивной составляющей комбинированной помехи, оценка отсутствия/наличия пассивной помехи на интервалах дальности проводится путем дискретного текущего анализа величины ММКК.

Пространственные фильтры при использовании пространственно-временной обработки в импульсных РЛС адаптируются по комплексным амплитудам входных сигналов, расположенным в «скользящем» окне ограниченной длительности. Если предположить, что в пределах периода повторения зондирующих сигналов активная шумовая помеха имеет стационарный характер, то, учитывая нестационарность пассивной помехи по дальности, в «скользящем» окне может находиться либо только активная помеха, либо смесь активной и пассивной помехи. В предложенном методе [16, 17] интервал дальности с максимальным значением ММКК, который соответствует отсутствию пассивной помехи, используется для формирования КОВ при адаптации весовых коэффициентов пространственного фильтра.

Общим недостатком известных методов построения ПФ с параметрической адаптацией весовых коэффициентов при смещении источника АШП на направление главного луча ДНОА является ухудшение точности измерения угловых координат целей, чувствительности приемного устройства [10], а также «ослепление» РЛС в случае совпадения направления воздействия сигнала и АШП в максимуме главного луча ДНОА [9].

3 МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ

Известная схема ПФ [18] с параметрической адаптацией, прямым вычислением ВК [19] и текущим анализом распределения ММКК по дальности [16] приведена на рис. 1.

В представленной схеме блоки 1, 2, 3, 5, 6 и 7 предназначены для вычисления комплексного значения весового коэффициента пространственного фильтра \dot{k}_i на n интервалах дальности

$$\dot{k}_i = \frac{\overline{(\dot{U}_0 \dot{U}_k^*)_i}}{(\dot{U}_k \dot{U}_k^*)_i}, \quad i=1, 2, \dots, n. \quad (1)$$

При этом на каждом i -том из n интервалов дальности, содержащем m отсчетов, в соответствии с выражением (1), на выходе делителя 5 формируется оценка усредненного значения \dot{k}_i на основании вычисленных значений корреляционного момента $\overline{\dot{U}_0 \dot{U}_k^*}$ и дисперсии $\overline{\dot{U}_k \dot{U}_k^*}$. Причем, в структурной схеме, представленной на рис. 1, усреднение корреляционного момента, а также дисперсии помехи, действующей в компенсационном канале на каждом i -том интервале дальности обеспечивается интеграторами 3 и 6, соответственно. С учетом того, что операция интегрирования при цифровой реализации осуществляется с использованием накапливающих сумматоров, то выражение (1) может быть записано в следующем виде:

$$\dot{k}_i = \frac{\sum_{r=1}^m (\dot{U}_0 \cdot \dot{U}_k^*)_{ir}}{\sum_{r=1}^m (\dot{U}_k \cdot \dot{U}_k^*)_{ir}}. \quad (2)$$

Здесь индекс r «скользит» по значениям от 1 до m , поскольку в каждом из n интервалов дальности содержится m дискретных значений сигналов \dot{U}_{0i} и \dot{U}_{ki} . А индекс i соответствует номеру рассматриваемого интервала дальности. Вычисленные текущие значения \dot{k}_i запоминаются в ФКОВ.

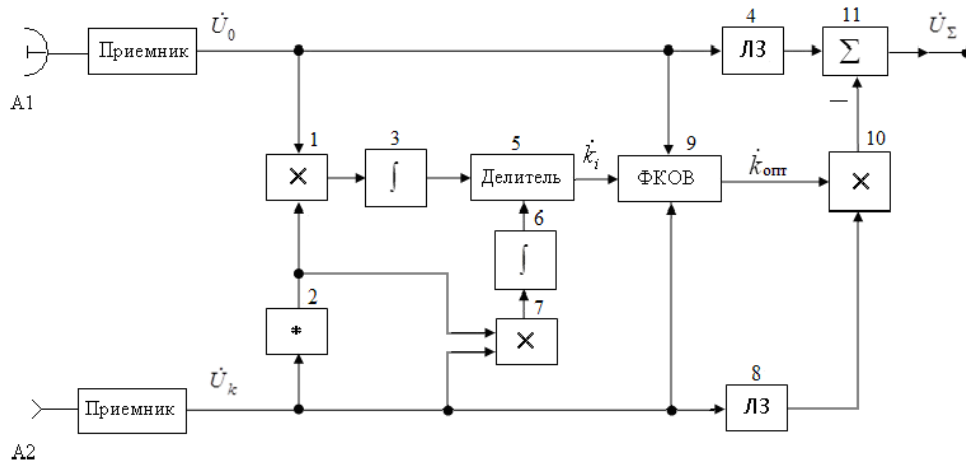


Рисунок 1 – Структурная схема ПФ с параметрической адаптацией

В блоке ФКОВ 9 производится выбор оптимального значения весового коэффициента \dot{k}_{omn} , который соответствует максимальному значению модуля межканального коэффициента корреляции в пределах периода повторения на всех интервалах дальности.

Оценка распределения пассивной помехи по дальности формируется путем текущего вычисления усредненных по m отсчетам значений ММКК $|\dot{\rho}_i|$ на тех же n интервалах, что и \dot{k}_i [15, 16], в соответствии с выражением:

$$|\dot{\rho}_i| = \frac{|\sum_{r=1}^m (U_0 \cdot U_k^*)_{ir}|}{\sqrt{\sum_{r=1}^m |(U_0)_{ir}|^2} \cdot \sqrt{\sum_{r=1}^m |(U_k)_{ir}|^2}}. \quad (3)$$

Значение \dot{k}_{omn} поступает на вход комплексного умножителя 10, где умножается на сигнал компенсационного канала \dot{U}_k , задержанный на период зондирования в линии задержки ЛЗ 8. Результат умножения поступает на сумматор 11, в котором после сложения с сигналом основного канала \dot{U}_0 , задержанным на период зондирования в линии задержки ЛЗ 4, происходит компенсация активной шумовой помехи. Более подробно структурная схема, представленная на рис. 1, описана в [16].

Отмеченные недостатки известных методов построения ПФ с параметрической адаптацией в процессе проведенных исследований были преодолены путем использования структурно-параметрической адаптации ПФ. Авторами в процессе выполнения проекта предложено два варианта структурно-параметрической адаптации ПФ [11, 12], которые исключают возможность ухудшения точности измерения координат и чувствительности РЛС при воздействии АШП в направлении главного луча ДНОА. На рис. 2 представлен один из вариантов реализации ПФ со структурно-параметрической адаптацией.

Поставленная задача реализуется тем, что в известную схему ПФ дополнительно введены коммутатор 12, первый сигнальный вход которого подключен к основному входу сумматора 11, а также последовательно соединенные вычислитель модуля 14, подключенный к выходу ФКОВ, и формирователь порога 13, выход которого подсоединен к управляющему входу коммутатора 12. Второй сигнальный вход коммутатора 12 подключен к выходу сумматора 11.

Алгоритм работы пространственного фильтра со структурно-параметрической адаптацией состоит в следующем. Выражение (1) может быть представлено в следующем виде:

$$\dot{k}_i = \dot{\rho}_i \left(\frac{\sigma_0 \sigma_k}{\sigma_k^2} \right) = \dot{\rho}_i \left(\frac{\sigma_0}{\sigma_k} \right), \quad (4)$$

где $\dot{\rho}_i$ – комплексный нормированный коэффициент корреляции АШП; σ_0 и σ_k – среднеквадратические значения АШП в основном и в компенсационном канале ПФ. С выражения (4) непосредственно следует, что модуль весового коэффициента $|\dot{k}_{omn}|$, сформированный в схеме, представленной на рис. 2, может служить признаком смещения источника АШП с направления боковых лепестков на направление главного луча ДНОА и обеспечить формирование управляющего сигнала для структурной адаптации ПФ.

Если активная помеха действует по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны, то значение модуля ВК на выходе вычислителя модуля 14 не превышает порог ϵ в формирователе порога 13 и результат компенсации с выхода сумматора 11 через коммутатор 12 поступает на выход ПФ. В случае, когда в результате сканирования антенной системы АШП смещается и начинает действовать по главному лучу ДНОА, модуль ВК превышает уровень порога ϵ и коммутатор 12 подключает на выход ПФ сигнал,

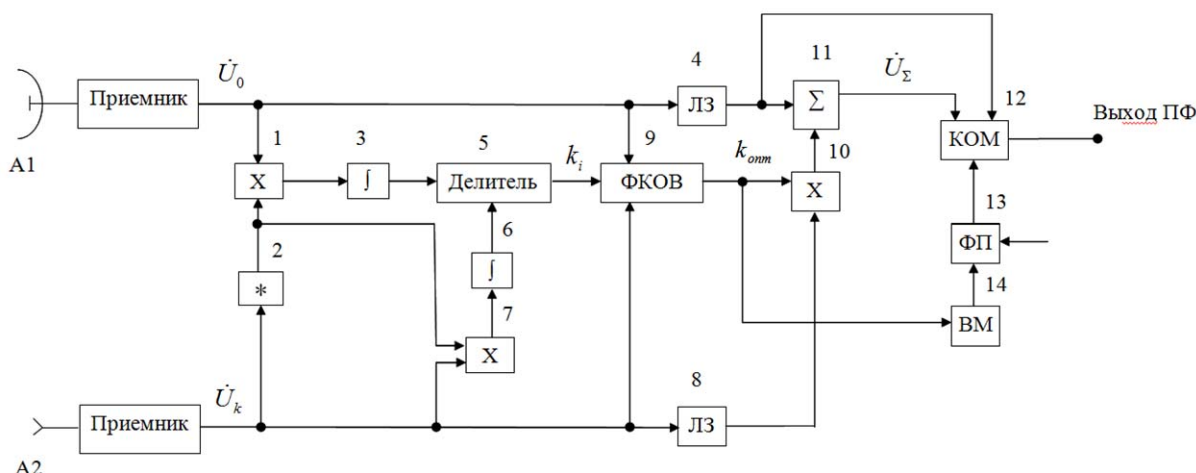


Рисунок 2 – Структурная схема ПФ с структурно-параметрической адаптацией

действующий на основном входе сумматора 11. При этом структура обработки радиолокационных сигналов изменяется, что исключает возможность ухудшения точности измерения угловых координат и чувствительности РЛС. При этом на входы АК поступает АШП и он продолжает формировать весовые коэффициенты. Это позволяет отслеживать момент, когда АШП начинает действовать по боковым лепесткам ДНОА. Если ситуация изменяется и АШП начинает действовать с направления боковых лепестков, то порог ϵ в формирователе порога 13 не превышает (вследствие уменьшения уровня помехи в основном канале) и выход ПФ снова подключается к выходу сумматора 11 и процесс компенсации АШП продолжается.

4 ЭКСПЕРИМЕНТЫ

Математическая модель ПФ со структурно-параметрической адаптацией разработана в соответствии со структурной схемой, представленной на рис. 2. При создании математической модели ПФ в качестве основной антенны использована антенна с амплитудным распределением поля в раскрытие $\sin x/x$ с уровнем первого бокового лепестка, равного 13 дБ. В качестве компенсационной антенны использована слабонаправленная антенна, которая накрывает боковые лепестки основной антенны, как это показано на рис. 3.

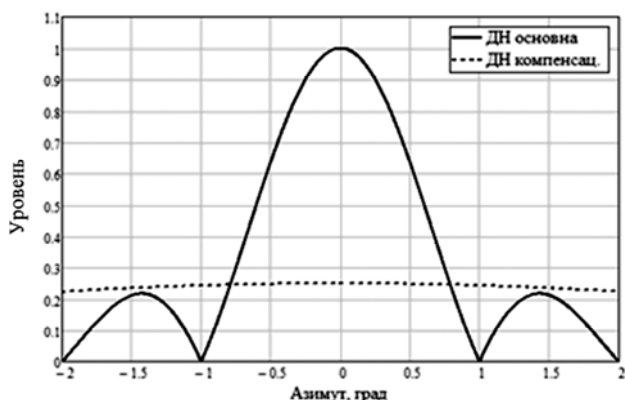


Рисунок 3 – Диаграмма направленности основной (сплошная линия) и компенсационной (пунктирная линия) антенн

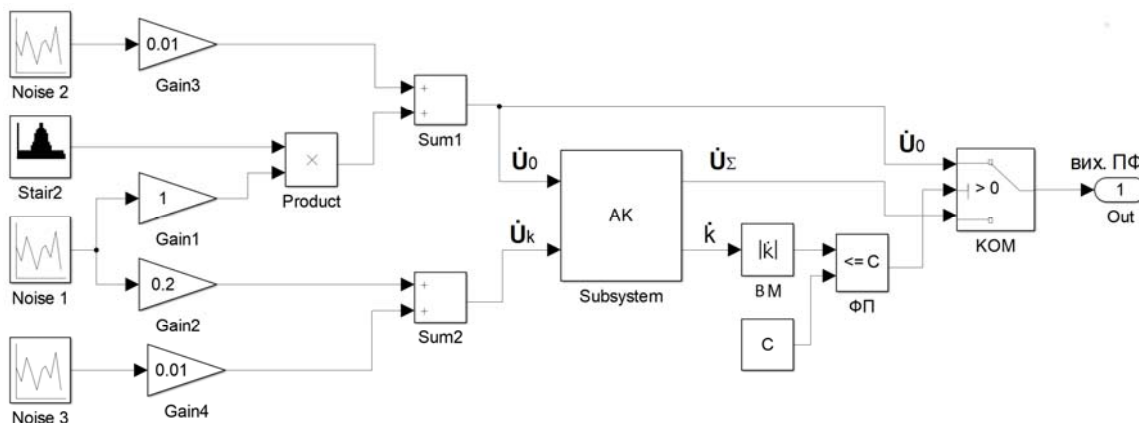


Рисунок 4 – Математическая модель ПФ со структурно-параметрической адаптацией

Реализация предложенного алгоритма работы ПФ со структурно-параметрической адаптацией и его исследование обеспечивалось с использованием пакета графического расширения SimuLink системы математического моделирования MatLab. Работа выполнялась в два этапа.

Вначале на основе разработанной структурной схемы, представленной на рис. 2, разрабатывалась математическая модель ПФ, которая представлена на рис. 4.

В модели гауссовские генераторы шума Noise2 и Noise3 через усилители Gain3 и Gain4 задают уровни собственных некоррелированных шумов в каналах приема ПФ. Блок Stair моделирует уровень АШП в основном канале ПФ по закону $\sin x/x$, имитируя эффект сканирования ДНОА. Блок АК представляет собой автокомпенсатор помех с прямым вычислением ВК [19]. Остальные элементы модели: вычислитель модуля ВМ, формирователь порога ФП и коммутатор КОМ реализуют функцию управления при структурной адаптации ПФ.

На втором этапе была сформирована конкретная помеховая обстановка для проведения исследований. При сканировании антенной системы, в зависимости от азимута α , дисперсия АШП в основном луче и в первых боковых лепестках ДНОА изменялась по закону $\sin x/x$. Это моделировалось последовательностью импульсов АШП с длительностью 1,5 мкс. При этом максимальная дисперсия АШП составляла 40 дБ в максимуме главного луча ДНОА. Дисперсия АШП в компенсационном канале равнялась 25 дБ в диапазоне азимутальных углов $[-2^\circ, +2^\circ]$.

5 РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

В процессе моделирования исследована как известная схема ПФ с параметрической адаптацией (рис. 1), так и предложенная авторами и запатентованная схема со структурно-параметрической адаптацией (рис. 2). В принятых условиях моделирования при исследовании, в зависимости от азимута действия АШП, получены результаты, которые представлены на рис. 5–8, полученные при параметрической адаптации ПФ.

На рис. 5 представлен сигнал, действующий на входе основного канала ПФ. Сигнал имитирует процесс сканирования антенной системы РЛС в диапазоне азимутального сектора углов относительно азимута главного луча ДНОА, который составляет $[-2,4^\circ \dots +2,4^\circ]$.

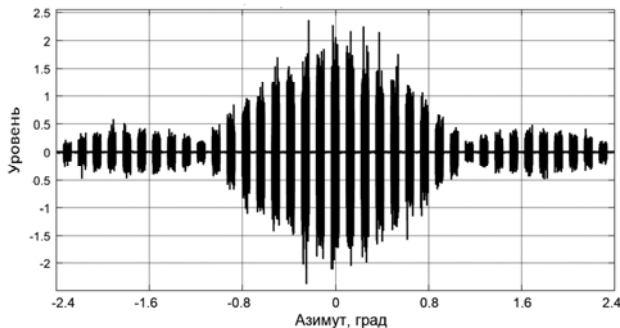


Рисунок 5 – Сигнал, действующий, на входе основного канала ПФ

Анализ функционирования ПФ с параметрической адаптацией позволяет сделать вывод, что коэффициент подавления K_n АШП, которая действует с направления главного луча, ограничивается на уровне 26 дБ (см рис. 6) при ее максимальном уровне, равном 40 дБ. Это обусловлено увеличением модуля ВК ПФ при действии АШП по главному лучу ДНОА. Из рис. 6 также следует, что максимальный коэффициент подавления K_n АШП, действующей по боковым лепесткам, равняется 23 дБ, что соответствует теоретическому пределу.

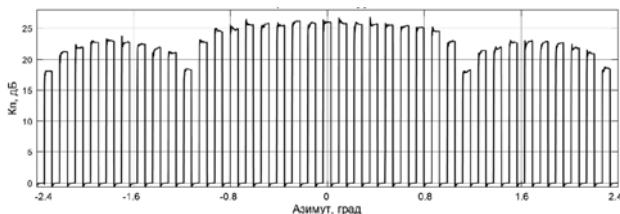


Рисунок 6 – Коэффициент подавления АШП при параметрической адаптации ПФ

Из рис. 7 видно, что при действии АШП с направления боковых лепестков ($\alpha = -1,6^\circ$, или $\alpha = +1,6^\circ$), модуль ВК равен единице. Когда АШП действует по главному лучу с направления $\alpha = 0^\circ$, то ВК увеличивается до 5-ти единиц. При этом уровень собственных шумов компенсационного канала на выходе сумматора АК существенно увеличивается. Следствием этого является ухудшение чувствительности приемного устройства РЛС. Это непосредственно следует из рис. 8, на котором показано увеличение некомпенсированного остатка АШП на выходе ПФ.

Анализ рис. 9, на котором приведен коэффициент подавления АШП в режиме работы ПФ со структурно-параметрической адаптацией, дает основание считать, что изменение структуры обработки радиолокационных сигналов исключает возможность ухудшения чувстви-

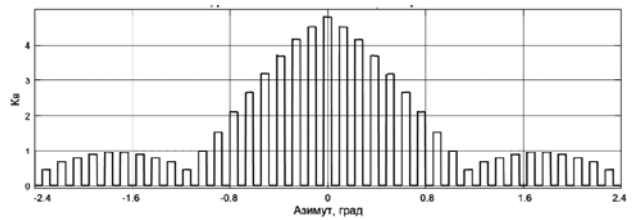


Рисунок 7 – Модуль ВК АШП при параметрической адаптации ПФ

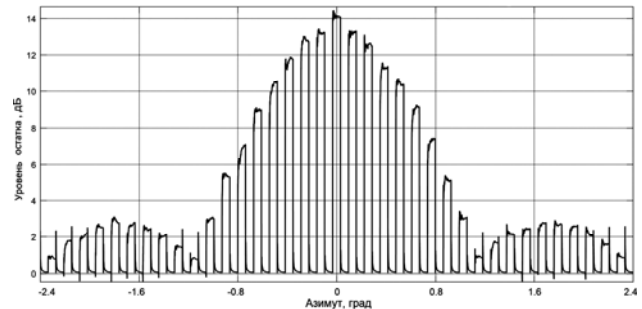


Рисунок 8 – Нескомпенсированный остаток АШП на выходе ПФ

тельности РЛС и точности измерения угловых координат целей. Действительно, поскольку при воздействии АШП по главному лучу ДНОА выход пространственного фильтра подключен к основному входу сумматора, то компенсация АШП не происходит, что обеспечивает нормальное функционирование РЛС.

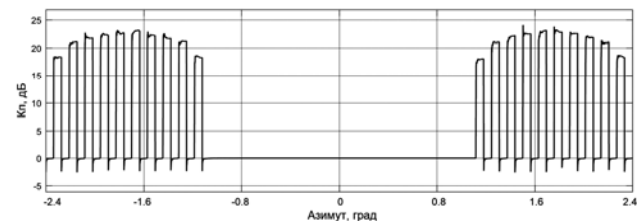


Рисунок 9 – Коэффициент подавления АШП при структурно-параметрической адаптации ПФ

6 ОБСУЖДЕНИЕ

Можно считать, что предложенный авторами метод структурно-параметрической адаптации пространственных фильтров [11–12] обеспечивает более высокое качество обработки радиолокационной информации. Полученные результаты определенным образом подтверждают мнение, изложенное в работе [9], относительно «ослепления» РЛС при отсутствии пространственных отличий между направлениями воздействия полезного сигнала и АШП. Это объясняется общим «провалом» в ДНОА, что не позволяет вести обнаружение полезного сигнала даже при некотором несовпадении направлений воздействия сигнала и АШП в пределах главного луча ДНОА. Однако, в дальнейшем представляется целесообразным оценить величину потерь в обнаружении полезного сигнала при несовпадении направлений воздействия сигнала и АШП в пределах главного луча ДНОА. Такие исследования авторы планируют провести в дальнейшем.

ВЫВОДЫ

Предложен новый метод структурно-параметрической адаптации пространственных фильтров, обеспечивающих эффективную работу РЛС как при воздействии АШП с направления боковых лепестков, так и с направления главного луча ДНОА. Разработана структурная схема пространственного фильтра со структурно-параметрической адаптацией весовых коэффициентов. Создана математическая модель и проведено ее тестирование. Подтверждены возможности повышения точности измерения угловых координат и чувствительности приемного устройства РЛС в условиях воздействия АШП по главному лучу ДНОА.

БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена в рамках госбюджетной темы Национального университета «Запорожская политехника» «Разработка и усовершенствование методов обработки радиолокационных сигналов в условиях воздействия комбинированных помех» (номер регистрации 01170000614) при финансовой поддержке Министерства образования и науки Украины.

Конфликта интересов при выполнении работы нет.

ЛИТЕРАТУРА / ЛІТЕРАТУРА

1. Теоретические основы радиолокации : учеб. пособие для вузов / Я. Д. Ширман, В. Н. Голиков, И. Н. Бусыгин и др. ; под общ. ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Сов. радио, 1970. – 560 с.
2. Журавлев А. К. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками / А. К. Журавлев, В. А. Хлебников, А. П. Родимов. – Ленинград : Изд. Ленинградского университета, 1991. – 544 с.
3. Монзинго Р. А. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер ; пер. с англ. под ред. В. А. Лесаченко. – М. : Радио и связь, 1986. – 448 с.
4. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. [Текст] / Под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с.
5. Спосіб захисту радіолокаторів від комбінованих завад, діючих по головному променю діаграми спрямованості антени: пат. 91114 Україна: МПК G01S 7/36. № u201314941 заявл. 20.12.2013; опубл. 25.06.2014, Бюл. №12.
6. Григорьев В.В. Комбинированная обработка сигналов в системах радиосвязи / В. В. Григорьев. – М. : ЭКО-ТРЕНДЗ, 2002. – 262 с.
7. Оценка интервала фиксации пространственного весового вектора при последовательной пространственно-временной обработке сигналов на фоне комбинированных помех / [В. П. Рябуха, Д. С. Рачков, А. В. Семеняка, Е. А. Катюшин] // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2012. – №10. – С. 13–25.
8. Пиза Д. М. Оценка эффективности дискретных алгоритмов адаптации весовых коэффициентов при пространственно-временной обработке радиолокационных сигна-

- лов. / Д. М. Пиза, Д. С. Семенов, С. В. Морщавка // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2019. – № 1. – С. 8–15. DOI: 10.20535/S0021347019010023.
9. Харламов А.В. Построение адаптивной пространственно-поляризационной системы защиты РЛС от активных шумовых помех с произвольной пространственной структурой / А. В. Харламов // Системы обработки інформації. – 2010. – Вип. 2. – С. 182–187.
10. Ширман, Я. Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех [Текст]/ Я. Д. Ширман, В. Н. Манжос. – М. : Радио и связь, 1981. – 416 с.
11. Спосіб захисту імпульсної радіолокаційної станції від активної складової комбінованої завади, діючої по бокових пелюстках діаграми спрямованості антени: пат. 139442 Україна: МПК G01S 7/36. № u201905456 заявл. 21.05.2019; опубл. 10.01.2020, Бюл. №1.
12. Багатоканальний пристрій адаптивної компенсації завад, діючих по бокових пелюстках діаграми спрямованості антени: пат. 141813 Україна: МПК G01S 7/36. № u201910675 заявл. 28.10.2019; опубл. 27.04.2020, Бюл. №8.
13. Леховицкий Д. И. Адаптивные решеточные фильтры для систем пространственно-временной обработки нестационарных гауссовых процессов / Д. И. Леховицкий // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2018. – № 11. – С. 607–642. DOI: 10.20535/S0021347018110018.
14. Абрамович Ю. И. Быстродействие поочередной адаптивной настройки отдельных систем защиты от комбинированных помех / Ю. И. Абрамович, В. Г. Качур // Радиотехника и электроника. – 1989. – № 1. – С. 52–58.
15. Пиза Д. М. Методы формирования классифицированной обучающей выборки для коэффициентов автокомпенсатора / Д. М. Пиза, Г. В. Мороз // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2018. – № 1, Т. 61. – С. 47–54.
16. Пиза Д. М. Корреляционный метод формирования обучающей выборки для адаптации пространственного фильтра / Д. М. Пиза, С. Н. Романенко, Д. С. Семенов // Радиоэлектроника, информатика, управление. – 2018. – № 3. – С. 34–39. DOI 10.15588/1607-3274-2018-3-4.
17. Спосіб захисту когерентно-імпульсних радіолокаційних станцій від комбінованих завад: пат. 78120 Україна: МПК G01S 7/36. № u201210218 заявл. 28.08.2012; опубл. 11.03.2013, Бюл. №5.
18. Пиза Д. М., Романенко С.Н., Семенов Д.С. Повышение эффективности пространственно-временной обработки радиолокационных сигналов в условиях воздействия комбинированных помех/ Д. М. Пиза, С. Н. Романенко, Д. С. Семенов // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2020. – № 5, Т. 63. – С. 300–309.
19. Adaptive cancellation arrangement: Patent 1 599 035 United Kingdom: IPC G01 S 7/36 13/52; index at acceptance H4D 259 265 36X 40X; filed 31 Mar. 1977; published 30 Sep. 1981, access mode: <http://www.directorypatent.com/GB/1599035-a.html>.
Статья поступила в редакцию 25.08.2020.
После доработки 10.09.2020.

МЕТОД СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧНОЇ АДАПТАЦІЇ ПРОСТОРОВОГО ФІЛЬТРА

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

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

АНОТАЦІЯ

Актуальність. При захисті радіолокаційних станцій від активних шумових завад, діючих по бокових пелюстках діаграми спрямованості антени, використовують просторову фільтрацію, яка реалізується шляхом використання антен, рознесених в просторі. В цьому випадку відмінність напрямів прийому корисного сигналу і завади, дозволяє сформувати оптимальне значення вагових коефіцієнтів адаптивних просторових фільтрів для компенсації завади. Однак, якщо джерело завади зміщується на напрям головного променя, то просторові відмінності між корисним сигналом і завадою зменшуються. Це приводить до суттєвого спотворення діаграми спрямованості основної антени. В результаті цього погіршується точність виміру кутових координат, а також чутливість приймального пристрою.

Мета роботи полягає в підвищенні ефективності функціонування радіолокаційної станції в умовах можливої дії завади по головному променю діаграми спрямованості основної антени як при переміщенні джерела завади в просторі, так і при скануванні антенної системи.

Метод реалізується шляхом використання як параметричної адаптації відомих просторових фільтрів, так і структурної адаптації системи завадозахисту. Структура обробки радіолокаційних сигналів змінюється шляхом поточної оцінки напрямку дії завади. При цьому управляючий сигнал для структурної адаптації формується по поточному значенню модуля вагового коефіцієнта просторового фільтра.

Результати. Розроблена структурна схема просторового фільтра з структурно-параметричною адаптацією вагових коефіцієнтів, яка забезпечує ефективну роботу радіолокаційної станції в умовах дії активної завади, діючої як по бокових пелюстках діаграми спрямованості, так і по головному променю. Розроблена і протестована математична модель просторового фільтра з структурно-параметричною адаптацією. В результаті проведеного моделювання підтвержені можливості підвищення точності виміру кутових координат та чутливості приймального пристрою радіолокаційної станції.

Висновки. Наукова новизна проведеного дослідження полягає в розробці нового методу структурно-параметричної адаптації просторового фільтра, який забезпечує ефективну роботу радіолокаційної станції при дії активної шумової завади як з напрямку бокових пелюстків, так і з напрямку головного променя діаграми спрямованості основної антени.

Практична значимість роботи визначається розробкою структурної схеми просторового фільтра з структурно-параметричною адаптацією, розробкою математичної моделі та її тестуванням.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: активна шумова завад, просторовий фільтр, структурно-параметрична адаптація, коефіцієнт подавлення.

UDC 621.396.95

METHOD FOR STRUCTURAL-PARAMETRIC ADAPTATION OF A SPATIAL FILTER

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

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

ABSTRACT

Context. To protect radars from active noise interference (jamming) acting along the side lobes of the antenna pattern, spatial filtering is used, which is realized by using antennas that are placed apart in space. In this case, the difference in the directions of the useful signal reception and the interference reception makes it possible to form the optimal value of the weighting coefficients of the adaptive spatial filters for interference suppression. However, in the case where the source of interference is in the main lobe, the differences between the desired signal and the interference are reduced. This leads to significant distortion of the antenna main lobe pattern. As a result, the accuracy of angular coordinates measurement deteriorates, as well as the sensitivity of the receiving device.

Objective. The goal is to increase the radar operation efficiency under conditions of possible interference along the main lobe of the antenna pattern, both when the source of active interference moves in space, and when scanning the antenna system.

Method. The method is implemented by using both parametric adaptation of known spatial filters and structural adaptation of the interference protection system. The structure of the radar signal processing system is changed by the "on the fly" assessment of the interference direction. In this case, the control signal for structural adaptation is formed according to the magnitude of the current spatial filter weighting coefficient value.

Results. A block diagram of a spatial filter with structural-parametric adaptation of weight coefficients has been developed, which ensures efficient operation of a radar under conditions of active interference acting both along the side lobes of the antenna pattern and along the main lobe. The mathematical model of a spatial filter with structural-parametric adaptation has been developed. As a result of the simulation, the possibilities of increasing the accuracy of measuring the angular coordinates and the sensitivity of the receiving device of the radar been confirmed.

Conclusions. The scientific novelty of the research is the development of a new method of structural-parametric adaptation of the spatial filter. Such method provide the efficient radar operation under conditions of active noise interference both from the direction of the side lobes and from the direction of the main lobe of the antenna pattern.

The practical significance of the research is in the development of a block diagram of a spatial filter with structural-parametric adaptation, the development of a mathematical model and its testing.

KEYWORDS: active noise interference, spatial filter, structural-parametric adaptation, cancellation ratio.

REFERENCES

1. Shirman Ya. D., Golikov V. N., Busyigin I. N. i dr.; pod obsch. red. Shirmana Ya. D. Teoreticheskie osnovy radiolokatsii : ucheb. posobie dlya vuzov. Moscow, Sov. radio, 1970, 560 p.
2. Zhuravlev A. K., Hlebnikov V. A., Rodimov A. P. Adaptivnyie radiotekhnicheskie sistemy s antennyimi reshetkami. Leningrad, Izd. Leningradskogo universiteta, 1991, 544 p.
3. Monzingo R. A., Miller T. U. Adaptivnyie antennyie reshetki. Vvedenie v teoriyu./per. s angl. pod red. Lesachenko V. A. Moscow, Radio i svyaz, 1986, 448 p.
4. Radioelektronnyie sistemy: Osnovy postroeniya i teoriya. Spravochnik. Izd. 2-e, pererab. i dop. [Tekst] / Pod red. Ya. D. Shirmana. Moscow, Radiotekhnika, 2007, 512 p.
5. Sposib zahistu radlolokatoriv vid kombinovanih zavud, diyuchih po golovnomu promenyu dlagrami spryamovanosti anteni: pat. 91114 Ukrayina: MPK G01S 7/36. # u201314941 zayavl. 20.12.2013; opubl. 25.06.2014, Byul. №12.
6. Grigorev V. V. Kombinirovannaya obrabotka signalov v sistemah radiosvyazi. Moscow, EKO-TRENDZ, 2002, 262 p.
7. Ryabuha V. P., Rachkov D. S., Semenyaka A. V., Katyushin E. A. Otsenka intervala fiksatsii prostranstvennogo vesovogo vektora pri posledovatelnoy prostranstvenno-vremennoy obrabotke signalov na fone kombinirovannyh pomех, *Izvestiya vysshih uchebnyh zavedeniy. Radioelektronika*, 2012, № 10, pp. 13–25.
8. Piza D. M., Semenov D. S., Morschavka S. V. Otsenka effektivnosti diskretnykh algoritmov adaptatsii vesovykh koeffitsientov pri prostranstvenno-vremennoy obrabotke radiolokatsionnykh signalov, *Izvestiya vysshih uchebnyh zavedeniy. Radioelektronika*, 2019, No. 1, pp. 8–15. DOI: 10.20535/S0021347019010023.
9. Harlamov A.V. Postroenie adaptivnoy prostranstvenno-polyarizatsionnoy sistemyi zaschityi RLS ot aktivnykh shumovykh pomех s proizvolnoy prostranstvennoy strukturoy. Sistemi obrobki informatsiyi, 2010, Vyp. 2. pp. 182–187.
10. Shirman Ya. D., Manzhos V. N. Teoriya i tehnika obrabotki radiolokatsionnoy informatsii na fone pomех [Tekst], Moscow, Radio i svyaz, 1981, 416 p.
11. Sposib zahistu impulsnoyi radiolokatsiynoyi stantsiyi vid aktivnoyi skladovoyi kombinovanoyi zavadi, diyuchoyi po bokovykh pelyustkah diagrami spryamovanosti anteni: pat. 139442 Ukrayina: MPK G01S 7/36. № u201905456 zayavl. 21.05.2019; opubl. 10.01.2020, Byul. №1.
12. Bagatokanalniy pristryi adaptivnoyi kompensatsiyi zavud, diyuchih po bokovykh pelyustkah dlagrami spryamovanosti anteni: pat. 141813 Ukrayina: MPK G01S 7/36. № u201910675 zayavl. 28.10.2019; opubl. 27.04.2020, Byul. №8.
13. Lehovitskiy D. I. Adaptivnyie reshetochnyie filtryi dlya sistem prostranstvenno-vremennoy obrabotki nestatsionnykh gaussovykh protsessov, *Izvestiya vysshih uchebnyh zavedeniy. Radioelektronika*, 2018, № 11, pp. 607–642. DOI: 10.20535/S0021347018110018.
14. Abramovich Yu. I., Kachur V. G. Byistrodeystvie poocherednoy adaptivnoy nastroyki razdelnykh sistem zaschityi ot kombinirovannyh pomех, *Radiotekhnika i elektronika*, 1989, № 1, pp. 52–58.
15. Piza, D. M., Moroz G. V. Metodyi formirovaniya klassifitsirovannoy obuchayushey vyiborki dlya koeffitsientov avtokompensatora, *Izvestiya vysshih uchebnyh zavedeniy. Radioelektronika*, 2018, № 1, Vol. 61, pp. 47–54.
16. Piza D. M., Romanenko S. N., Semenov D. S. Korrelyatsionniy metod formirovaniya obuchayushey vyiborki dlya adaptatsii prostranstvennogo filtra, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2018, No. 3, pp. 34–39. DOI 10.15588/1607-3274-2018-3-4.
17. Sposib zahistu kogerentno-impulsnykh radlolokatsiynih stantsiy vid kombinovanih zavud: pat. 78120 Ukrayina: MPK G01S 7/36. № u201210218 zayavl. 28.08.2012; opubl. 11.03.2013, Byul. №5.
18. Piza D. M., Romanenko S. N., Semenov D. S. Povyishenie effektivnosti prostranstvenno-vremennoy obrabotki radiolokatsionnykh signalov v usloviyah vozdeystviya kombinirovannyh pomех, *Izvestiya vysshih uchebnyh zavedeniy. Radioelektronika*, 2020. No. 5, Vol. 63, pp. 300–309.
19. Adaptive cancellation arrangement: Patent 1 599 035 United Kingdom: IPC G01 S 7/36 13/52; index at acceptance H4D 259 265 36X 40X; filed 31 Mar. 1977; published 30 Sep. 1981, Access mode: <http://www.directorypatent.com/GB/1599035-a.html>

EVALUATION OF RELIABILITY OF RADIO-ELECTRONIC DEVICES WITH VARIABLE STRUCTURE

Ryzhov Ye. V. – PhD, Head of the Research Laboratory of the Informational and Geoinformational Technologies at the Scientific Center of the Hetman Petro Sahaidachnyi National Army Academy, Lviv, Ukraine.

Sakovich L. N. – PhD, Associate Professor, Assistant Professor of Special Department of the Institute of Special Communication and Information Protection of KPI named after Igor Sikorsky, Kyiv, Ukraine.

Puchkov O. O. – PhD, Professor, Head of the Institute of Special Communication and Information Protection of KPI named after Igor Sikorsky, Kyiv, Ukraine.

Nebesna Ya. E. – Head of the Planning and Controlling Sector of the Educational Department of the Institute of Special Communication and Information Protection of KPI named after Igor Sikorsky, Kyiv, Ukraine.

ABSTRACT

Context. Various radio electronic devices are being continuously developed and refined in order to improve the quality indicators according to the consumers' requirements for their use in multiple operational modes, each with separate subsets of elements. Given fact is not taken into account when assessing the reliability indicators, which leads to a decrease in their value, and, as a consequence, to an increase in the products cost.

Objective. The purpose of the article is to improve the quantification accuracy of reliability values of electronic devices with variable structure by using a new model, which takes into account the operational time of individual subsets of elements of the object in its possible operational modes.

Method. The paper analyzes the structures of radio electronic devices and their influence on reliability using methods of set theory, probability theory, discrete search theory and metrology. This allows objective quantification of reliability indicators values depending on the conditions of the product use: operating time for failure, average recovery time and the readiness coefficient.

Results. An improved model of reliability of multiple mode objects with variable structure, which takes into account the features of structural design of the product, the features of its intended use (operating time in separate modes), and the influence of the quality of metrological support on the average recovery time has been obtained. This allows increasing the estimation of the real value of the complex indicator of reliability – readiness coefficient, and, as a consequence, reducing the value of the readiness coefficient.

Conclusions. The use of the proposed model of quantitative estimation of the reliability indicators' values of radio electronic devices with variable structure can reduce the cost of products while providing the required values of failure time and the average recovery time by reducing the requirements for the reliability of the base elements. The results obtained should be used in the design of perspective radio electronic devices to justify the choice of element of the minimum cost base while meeting the required requirements for the reliability of the product as a whole.

KEYWORDS: radio-electronic devices with variable structure, rating of reliability indicators, mean time between failures, average recovery time.

ABBREVIATIONS

RED is a radio-electronic devices;
MTBF is a mean time between failures.

NOMENCLATURE

Z_i is a parameter failure flow of individual elements;
 T_{pi} is a operating time of the product in individual modes;
 u_i is a value of the relative coefficient of each element usage;
 T_p is a total time of the product operation in all possible modes;
 N is a quantify rate the number of each element failures;
 $T_{pi}/T_p = N_i$ is the MTBF for the separate subsets of elements
 T is the MTBF for the RED as a whole;
 n is a quantity of subsets of RED elements, which are used in various modes;
 Z is a parameter failure flux parameter.
 T_{art} is an average recovery time RED;

t is an average time for performing the parameter check;
 t_{mr} is an average time for malfunction repair;
 K_i is an average checks quantity to find defects in a subset of elements L_i ;
 L is a total RED elements;
 T_{etr} is an estimated time of recovery of the RED;
 A is a complex product reliability indicator – readiness coefficient;
 $U = 1 - A$ is an unreadiness coefficient;
 P is a probability of correct diagnosis;
 p is a probability of correct estimation of the result of the RED performance parameter check;
 $P(\tau)$ is a metrological reliability of the measuring instruments;
 τ is a period of measuring instruments verification;
 $T_{perm.}$ is a permissible values for the operation time for failure;
 $T_{art. perm.}$ is a permissible average recovery time;
 x is a parameters, which affect the product reliability;

x^* is a value of parameters x in the problem solving;
 Δ is an area of allowable parameters values change limits.

U' is a relative reduction in the unreadiness coefficient;

M_1 is a set of elements used in the “transmission mode”;

M_2 is a set of elements used in the “receive” mode;

M_{12} is a kernel used in both operation modes.

INTRODUCTION

RED of various purposes are instantly developing and improving the quality indicators according to the requirements of consumers, by introduction of new diagram and constitutive solutions, as well as the use of modern elements of the base. This causes a corresponding complication of products, which does not lead to an improvement in the values of their reliability indicators. Therefore, the issue of providing the required level of modern RED reliability is very important for both manufacturers and consumers.

Extension of the capabilities of REM is achieved by their multi-mode regime, such that different sets of elements are used to satisfy individual consumer requirements. However, such an approach implies that the structure of the object changes in the course of its exploitation. This direction in the theory of technical reliability has not been explored enough yet, which results in the underestimation of the values of the time between failures of products, and this, in its turn, requires the use of a more reliable and thereby a more expensive element base.

The object of study is the reliability of technical objects with variable structure, and **the subject of the study is** the process of quantifying the values of the reliability of many mode objects.

The purpose of the article is to increase the accuracy of the quantitative assessment of the reliability of radio electronic devices with a variable structure through the use of a new model that takes into account the operation time of individual elements of the object in different operation modes and increases the calculations accuracy, taking into account the construction features and intended use of these objects.

1 PROBLEM STATEMENT

To increase the accuracy of the quantitative assessment of the reliability indicators of the objects with a variable structure, one has to develop a mathematical model, which will take into account the properties of multi-mode regime (the use of various subsets of elements depending on the operational mode), as well as the time of the functioning of the object in each mode. In addition, when quantifying the average recovery time, it is necessary to take into account the quality of metrological support (metrological reliability of measuring instruments). For a quantitative description of the variable structure of an object, it is advisable to use the © Ryzhov Ye. V., Sakovich L. N., Puchkov O. O. Nebesna Ya. E., 2020 DOI 10.15588/1607-3274-2020-3-3

mathematical apparatus of the set theory with the introduction of the coefficient of exploitation for each subset of elements during operation. This will allow one to evaluate the parameter of the flow of failures, for each individual operating mode as well as for the product as a whole, which are needed for further calculation of the mean time between failures. The accuracy of the quantitative assessment of the average recovery time can be improved by taking into account the failure probabilities of subsets of elements and the characteristic parameters of diagnostic algorithms. The order of localization of faults is estimated by the average number of inspections needed to find faulty elements in a subset. This will allow one to assess the probability of a correct diagnosis. To our best knowledge, the directions mentioned above have not been yet comprehensively considered in the literature.

Their implementation is aimed to minimize the value of an integral indicator of reliability, i.e. the coefficient of unavailability. The problem is solved by the variation of the controlled variables in the range of permissible values.

Thus, the target studies function is to minimize the value of the complex product reliability indicator – the unreadiness coefficient with restrictions on the allowable values for the operation time for failure ($T_{perm.}$) and the average recovery time ($T_{art.perm.}$), determined by the guidance documents, at a given operating mode (T_{pi}, u_i), is presented like the following:

$$U(x) = \min U(x^*); x^* \in \Delta;$$
$$x = (L_i, u_i, T_{pi}, Z_i, n, p, t, t_{mr}, r(\tau), T, T_{art.});$$
$$T = (T_{pi}, u_i, Z_i, n) \geq T_{perm.};$$
$$T_{art.}(t, t_{mr}, K, p, P(\tau)) \leq T_{art.perm.}$$

Unmanageable parameters groups:

L_i, n, Z_i – depend on the product scheme and the reliability of the element base.

Parameters groups, manageable during the product usage:

T_i, u_i – depends on product operating mode;

t, t_{mr} – depends on operators qualification and work efficiency restoration conditions;

K – depends on the quality of diagnostic support and the form of conditional algorithms for defects searching;

$p, P(\tau)$ – depend on the measuring equipment used during the current maintenance to estimate the values of the signals at the control points of the product.

In this case, as an indicator of efficiency, it is appropriate to use a relative reduction in the unreadiness coefficient, whose value is calculated using known techniques (U'), in comparison with the suggested model of reliability of variable structure objects (U)

$$\eta = 100 \cdot (U' - U) / U\%.$$

To solve this problem, it is necessary to develop a mathematical model for estimating the values of reliability indicators of RED with variable structure, which is presented in this article.

2 REVIEW OF THE LITERATURE

Known methods for providing the required values of REDs reliability indicators by reserving the least reliable structural units, increase their cost and mass-grossing indicators, as well as the amount of spare parts, instruments and accessories for realizing the maintenance by the aggregate method [1, 2]. The directions of automatization of RED reliability indicators calculations and their changes with time [3] are also researched.

The promising direction of RED development in the communications area is the implementation of software-controlled devices, counting that the quality of devices software also affects the reliability of individual products and communications systems in general [4].

Not only the MTBF, but also the average time of recovery [5] substantially affects the value of a complex REDs reliability indicator – their readiness coefficient, therefore, in the special technical literature [6, 7], research and dissertation papers pay attention to the elevation of quality of the diagnostic maintenance provided. However, during the quantitative assessment of the values of RED reliability indicators, which are determined by the design tasks, the properties of multi-mode are not taken into account, which leads to a change in the structure of objects during their intended use.

Nowadays, the engineering methods and theoretical developments of the analysis of the technical systems with variable structure reliability, which is due to its multi-functionality and multi-mode, when the corresponding sets of elements are used in certain operation modes [2], are not presented. Multi-mode properties are used in the development of diagnostic support [6, 7], but when reliability is rated, it is traditionally believed that all elements of the object work simultaneously [5, 8], which significantly reduces the value of the operation time for failure.

Currently, modern domestic and foreign publications on the topical issues of complex technical objects and systems reliability consider separate directions of increasing the values of their reliability indicators [9–14]. However, these publications do not consider the issues complex account of the individual components reliability of programmed-controlled multi-mode communications devices with a variable structure during the evaluation of their indicators both in the design process and in specification during the experimental operation.

3 MATERIALS AND METHODS

The task of development upgradable and perspective samples of multi-mode RED is to normalize the value of the operation time for failure and the average time for the

repair of existing ones. Therefore, during design, it is necessary to perform a reliability calculation with a quantification of all reliability indicators, which are then checked during experimental operation.

The communications devices relate to a class of objects with a variable structure, which can be uni- and multifunctional, multi-mode with a fixed or random change of operation modes. For example, the radio station is in “reception” or “transmission” mode, while the order of operation modes changes is not fixed. The system of the operations control of a high power radio transmitter successively, in a fixed order changes the number of elements as it turns on (input, cooling, heating, biasing, high voltage).

To simulate these objects, the well-known mathematical apparatus of the theory of sets [1, 7] is used but only during the development of diagnostic support. Multiple-theoretical models allow us to rate the power of sets of elements used in individual operation modes, as well as their interconnections. For example, when a fixed change of modes it is appropriate to use a “garland” model, when with each step the number of involved elements of the object increases. This leads to a decrease in the operation time for failure and an increase in the average recovery time, which impair the value of the complex reliability indicator – the readiness coefficient of the object.

When using a random change of the modes of the radio receiver or radio station, it is appropriate to use the multiple-theoretical model with intersections of elements subsets, which have a kernel (for example, amplifiers, power supply or generator equipment). In this case, the reliability of individual subsets of the elements is significantly influenced by their operation time in the given mode (for example, the time of the radio station in the “receiving” mode is few times greater than “transmission”), i.e. the technical resource of the elements varies unevenly.

In order to take into account this circumstance, it is suggested to apply a coefficient of the intended use of each subset of elements in the possible operation modes of the product, which is calculated as the ratio of the working time of the subset of the elements to the total operating time of the product in all possible modes. Its value can be rated quantitatively from the analysis of the communications devices usage, as reflected in the hardware logs of the communications centers.

Let us consider the order of using these suggestions with an example of a multi-mode object, the scheme of which is shown in Fig. 1. The object works in three modes, each of which uses five of the eight common subset of elements. This is a multiple-theoretical model with strong intersections of a subset of elements and a kernel, consisting of elements 7 and 8, which are used in all operation modes.

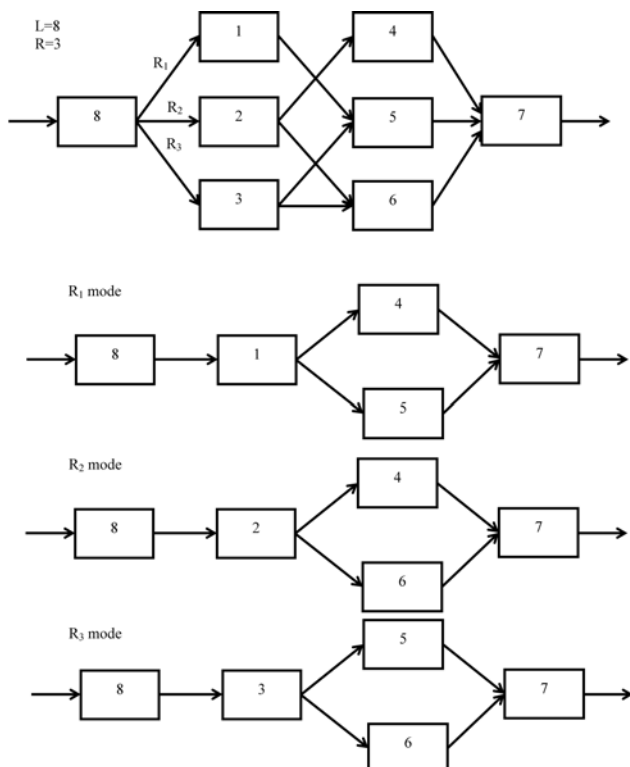


Figure 1 – Example of the multi-mode technical object with a kernel and powerful intersection of the subset of elements

In the traditional indicative calculation of reliability, the minimum and maximum values of the parameter failure flow of individual elements (Z_i) are being added, and then the boundaries of change and the average value of the operation time for failure are determined [3, 5, 8].

$$T = 1 / \sum_{i=1}^L Z_i.$$

In this case, the real work time of individual elements is not accounted.

If the value of the parameter Z_{Ri} of the individual product elements failure, then for each mode we get:

$$Z_{R1} = Z_1 + Z_4 + Z_5 + Z_7 + Z_8;$$

$$Z_{R2} = Z_2 + Z_4 + Z_6 + Z_7 + Z_8;$$

$$Z_{R3} = Z_3 + Z_5 + Z_6 + Z_7 + Z_8.$$

In that case, the operation time for failure of the product in every mode is equal to:

$$T_1 = \frac{1}{Z_{R1}}; \quad T_2 = \frac{1}{Z_{R2}}; \quad T_3 = \frac{1}{Z_{R3}}.$$

If there exists an extra data on the operating time of the product in individual modes (T_{pi}), it is possible to calculate the value of the relative coefficient of each element usage (u_i), respectively:

$$u_1 = \frac{T_{p1}}{T_p}; \quad u_2 = \frac{T_{p2}}{T_p}; \quad u_3 = \frac{T_{p3}}{T_p};$$

$$u_4 = \frac{T_{p1} + T_{p2}}{T_p}; \quad u_5 = \frac{T_{p1} + T_{p3}}{T_p}; \quad u_6 = \frac{T_{p2} + T_{p3}}{T_p};$$

$$u_7 = 1; \quad u_8 = 1; \quad T_p = T_{p1} + T_{p2} + T_{p3}.$$

This allows accounting the specific MTBF for each element, to quantify rate the number of their failures (N) and the product as a whole:

$$N = T_p \sum_{i=1}^8 U_i Z_i = \sum_{i=1}^8 Z_i T_{pi} = \sum_{i=1}^8 \frac{T_{pi}}{T_i}.$$

Then, the failure flux parameter of the product equals:

$$Z = \frac{N}{T_p} = \sum_{i=1}^8 U_i Z_i.$$

The MTBF accounting for the operation time of elements subsets in separate modes, respectively

$$T = T_p / N.$$

Suppose that all subsets of the elements in the example considered are equally reliable ($Z_i = Z$), and in each mode the product runs at the same time ($T_{pi} = T_p / 3$), then we obtain:

$$u_1 = u_2 = u_3 = 1/3; \quad u_4 = u_5 = u_6 = 2/3; \quad u_7 = u_8 = 1.$$

Total failure count of the product for 1 working hour T_p is:

$$N = Z \cdot T_p \sum_{i=1}^8 u_i = 5Z \cdot T_p,$$

and MTBF is $T = 1/5Z$.

Under the same conditions, with a traditional indicative calculation of reliability, get $T' = 1/8Z$, that is, the real value of the product's failure, accounting its property of multi-mode, has increased in $T/T' = 1.6$ times, or by $[(T - T')/T'] \cdot 100\% = 37.5\%$.

Obviously, the greater the number of possible operation modes of the product is, the more accurate the rate of the value of the work time failure, accounting the properties of multi-modes, is. However, it requires additional output data for the estimated operation time of the product in each mode. Currently, when designing new or updating existing RED and special communications devices, an indicative and specified calculation of reliability indicators is performed [1, 2].

In the first case, all elements of the product are divided into groups (resistors, capacitors, transistors, diodes, microcircuits, etc.) with approximately the same value of the failure rate; both the minimum and the maximum values obtained from the reference books are considered. Then we multiply the number of elements of each group to the limit values of the failures intensity and sum the results. In this way, the limit values of the product failure flow parameter are calculated and the

value of the operation time for failure value is calculated. If the required value stays in these limits, then a specified calculation of reliability is performed. If not, you need to change the elements for more reliable and repeat the calculation.

When the specified reliability is calculated, the average values of the failure rate of each element takes into account the coefficient of its electric load, as well as the climatic conditions (temperature, humidity, pressure) and mechanical load (vibration, impact) depending on the conditions of further products operation. In both cases, the operation time of the elements in separate modes (T_p) is not accounted, which understated the real value of the operation time for failure [1–5] of the RED in general.

The MTBF (T) for the RED as a whole depends on this indicator for individual parts of the product, which are used in various operating modes (T_i), which, in turn, is determined by the failure parameter of this subset of elements (Z_i)

$$T_i = 1/Z_i.$$

The property of many RED modes is accounted by introducing the coefficient of individual sets of elements usage depending on the relative time of their work (T_{pi})

$$u_i = T_{pi}/T_p; \quad i = \overline{1, n}.$$

In that case, the total failure count of product per hour T_p is

$$N = \sum_{i=1}^n \frac{T_{pi}}{T_i} = T_p \sum_{i=1}^n u_i Z_i,$$

and RED failure flux parameter in total equals

$$T = \frac{T_p}{N} = 1 / \sum_{i=1}^n u_i Z_i = \frac{1}{Z}.$$

Another reliability indicator of a RED, that is normalized and specified by the guidance documents, is the average recovery time T_{art} . It depends on the qualification of the performers (t is the average time for performing the parameter check, t_{mr} is the average time for malfunction repair), the quality of the metrological and diagnostic support [6–8], the power of the subsets of the elements used in the individual operating modes of the product, and the probability of their failure.

When looking for defects during the current maintenance of the programs, based on the use of conditional algorithms of the minimum form, the average checks quantity [6, 7] is

$$K_i = \log_2 L_i; \quad i = \overline{1, n}.$$

An average checks quantity during the current maintenance of the product, in total is

$$K = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \log_2 L_i$$

here with, total RED elements quantity

$$L = \sum_{i=1}^n L_i$$

provided that subset elements are used only in separate work modes, where average checks quantity is

$$K = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \log_2 L_i.$$

The probability of product failure due to defect appears among the elements L_i equals

$$\frac{N_i}{N} = \frac{T_{pi}}{T_i T_p \sum_{i=1}^n u_i Z_i} = \frac{u_i T_p}{\frac{1}{Z_i} T_p Z} = \frac{u_i Z_i}{Z},$$

here with

$$T \sum_{i=1}^n Z_i u_i = 1.$$

The average recovery time of a product is a discrete random variable, whose mathematical expectation is the sum of the multiplication of their possible values (K_i) for the probability of their occurrence ($u_i Z_i / Z$) [15]. Then, the estimated time of recovery of the RED (without accounting the metrological reliability of the measuring instruments) equals

$$T_{etr} = t_{mr} + \frac{t}{Z} \sum_{i=1}^n u_i Z_i \log_2 L_i.$$

In that case, the complex product reliability indicator – readiness coefficient, equals

$$A = \frac{T}{T + T_{atr}} = 1 / \left[1 + t \sum_{i=1}^n u_i Z_i \log_2 L_i + t_{mr} \sum_{i=1}^n u_i Z_i \right].$$

This expression does not account the probability of correct diagnosis [16]

$$P = p^K.$$

The obtained results are summarized in table.1, which stands as mathematical model for rating the values of reliability indicators of radio-electronic devices with variable structure.

The suggested model differs from the known ones, by accounting the work time of product in individual operation modes, the failure probability in each operation mode and metrological reliability of the measuring equipment.

Table 1 – Mathematical model for rating the values of reliability indicators of radio electronic devices with variable structure

Indicator	Functional Dependences	
	Without accounting multi-mode operations	Accounting multi-mode operations
Failure flux parameter	$Z' = \sum_{i=1}^n Z_i$	$Z' = \sum_{i=1}^n u_i Z_i$
MTBF	$T' = 1/Z'$	$T = 1/Z$
Total failure count per hour T_p	$N' = T_p \sum_{i=1}^n Z_i$	$N = T_p \sum_{i=1}^n u_i Z_i$
Estimated average recovery time	$T'_{etr} = t_{mr} + \frac{t}{n} \sum_{i=1}^n \log_2 L_i$	$T_{etr} = t_{mr} + \frac{t}{n} \sum_{i=1}^n u_i Z_i \log_2 L_i$
Quantity of average checks	$K = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \log_2 L_i$	
Probability of correct diagnosis	$P = p^K$	
Average recovery time	$T'_{art} = \frac{T'_{etr}}{P}$	$T_{art} = \frac{T_{etr}}{P \cdot P(\tau)}$
Product readiness coefficient	$A' = \frac{T'}{T' + T'_{art}}$	$A = \frac{T}{T + T_{art}}$
Product unreadiness coefficient	$U' = \frac{T'_{art}}{T' + T'_{art}}$	$U = \frac{T_{art}}{T + T_{art}}$
Model using effect	$\eta = \frac{U' - U}{U'} 100\%$	

The adequacy of the model is confirmed by the fact that the formulas, obtained in the right column of the table.1 for $u_i = 1$ and $P(\tau) = 1$ without accounting the failure probability of subsets of elements L_i , are converted into expressions, which are given in the left column of table 1.

4 EXPERIMENTS

Let us consider the order of using the obtained results in the example of rating the values of reliability indicators of the new generation radio station [17]. Multiple-theoretical model of the radio station is shown in Fig. 2, where M_1 – the set of elements used in the “transmission mode”, M_2 – in the “receive” mode, M_{12} – the kernel used in both operation modes (power supply subsystems, control and operation, generator equipment, antenna).

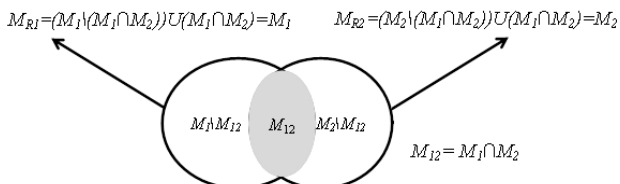


Figure 2 – Multiple-theoretical radio station model of the tactical control unit

The total number of radio station elements is $L = 4096$, of which both modes use the total number of

$L_3 = 512$ elements, in the “receive” mode $L_2 = 3072$ elements and in the “transfer” mode $L_1 = 1024$ elements. At the same time $Z_1 = 307 \cdot 10^{-6} \text{ hrs}^{-1}$, $Z_2 = 532 \cdot 10^{-6} \text{ hrs}^{-2}$, $Z_3 = 154 \cdot 10^{-6} \text{ hrs}^{-1}$.

Excluding multi-mode properties, we have ($n = 3$)

$$Z' = \sum_{i=1}^3 Z_i = 993 \cdot 10^{-6} \text{ hrs}^{-1},$$

the MTBF is $T' = 1007 \text{ hrs}$. during the current maintenance of radio stations using measuring equipment with metrological characteristics $p = 0,997$ and $P(\tau) = 0,96$ [16]. If the conditional diagnostic algorithms are used during the current maintenance, then $K = 8,86$. Assuming that the qualification of specialists provides $t = 3,5 \text{ min}$ and $t_{mr} = 8 \text{ min}$, we obtain the average recovery time $T'_{art} = 43 \text{ min}$. These indicators are fully meet the requirements for the reliability of similar objects $T_{perm.} \geq 1000 \text{ hrs}$. and $T_{art.perm.} \leq 60 \text{ min}$., with $A' = 0,9993$ ($U' = 0,0007$).

Results of calculations for the same output data applying the mathematical model of reliability of Table 1, accounting the properties of the radio station in two modes, depending on the work time to “reception” or “transmission” is shown in Fig. 3–6.

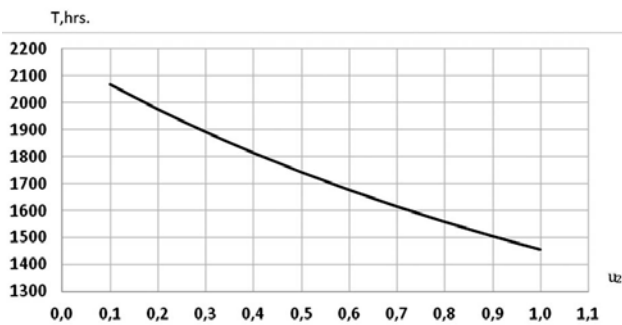


Figure 3 – Dependence of the radio station operation time for failure to from the relative time of work in the “reception” mode”

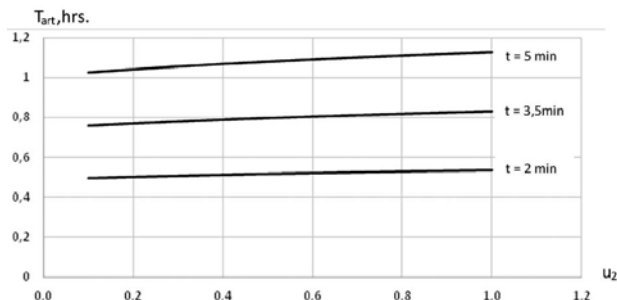


Figure 4 – Dependence of average time of radio stations recovery from the relative time of operation in the mode of “reception”

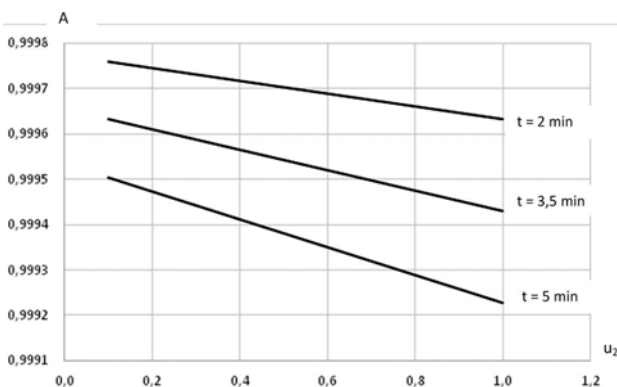


Figure 5 – Dependence of the readiness coefficient of the radio station from the relative time of operation in the “reception” mode

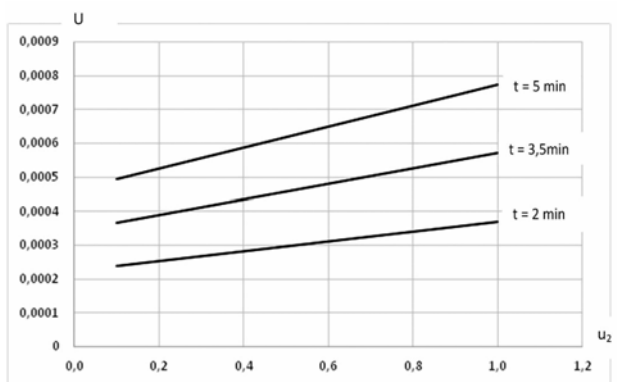


Figure 6 – Dependence of the unreadiness coefficient of radio station from the relative time of operation in the “reception” mode

5 RESULTS

The analysis of the received dependencies shows that with an increase in the relative operation time of the radio station in the “receive” mode:

- the MTBF is reduced, since most radio station elements are used in this mode (Fig. 3);

- the average recovery time also does not significantly increase as the value of the probability of failure in the receiving part of the radio increases, and this pattern is maintained at any time during the verification of t (Fig. 4);

- as a result of a decrease in the value of the operations time on failure of T and an increase in the average recovery time T_{art} , the complex reliability indicator is also reduced – the readiness coefficient A (Fig. 5) and, accordingly, the value of the unreadiness – U -coefficient (Fig. 6) increases;

- the indicated tendencies are maintained at any values of the average check time t , moreover, its reduction leads to an increase in the readiness factor (A) by increasing the skills of the operators and improving the diagnostic support (the selection of checks with smaller losses).

Comparison of the results with the prototype (calculation of similar indicators without accounting multi-mode radio station) shows that when radio station operates 90% of the time in the mode of “reception” ($u_2 = 0.9$), which often takes place in practice, we have a specification of the operating time for a failure on 33% ($T = 1507$ hrs.), the average recovery time on 14% ($T_{art} = 50$ min.) and the reduction in the unreadiness coefficient by 28% ($U = 0.000548$). Thus, it was possible to use less expensive elements to provide the necessary requirements for the reliability of the radio station during its design and production.

6 DISCUSSION

The analysis of the results shows that the proposed mathematical model of evaluation of reliability indicators values of REDs with variable structure (Table 1) allows to get real values of working time for failure, average recovery time and complex indicators of reliability – coefficients of readiness and unavailability of multiple mode objects depending on real-time operation of subsets of elements in each mode. The adequacy of the model is confirmed by the transformation of the obtained mathematical relations to the known assumptions about the required work of elements subsets, the metrological reliability of measuring equipment, and the independence of the failure in the elements subset power.

The example of use of the received results for the evaluation of radio station reliability is given, the functional dependences of values of reliability indicators on the relative operating time in the “receive” mode are provided. It is established that at 90% of work in this mode there is a refinement in working time for failure by 33% and average recovery time by 14% in comparison

with the existing models. Without taking into account the multi-mode property of the radio station, the operating time for failure meets the requirements, but only if it is considered 1.5 times more. That is, to ensure the requirements for the reliability of the radio station a different element base can be used, which reduces the cost of the product.

The following should be stated as a restriction on the use of the proposed model:

- in different product operational modes not all subsets of elements work simultaneously (in this case existing models should be used);
- relative time of using a subset of elements in separate modes is known in advance.

Application of the results obtained in the framework of the research project devoted to the development of the tropospheric communication station with a complex signal allowed one to improve the specification of the operating time for failure by 29%, the average recovery time up to 12% and to increase the readiness during the trial operation by 26%.

Research findings should be used to evaluate the reliability of objects with a limited power supply (for its ecology, a subset of elements that are not required to perform tasks are disabled), which include spacecraft, automatic planetary exploration stations, deep-sea research vehicles, and others.

CONCLUSIONS

The traditional assessment of the operations time for failure of the technical objects without accounting of their multi-mode operation reduces the value of this reliability index. Consequently, if it meets the requirements, then the actual value of the operations time for failure will be greater, which affects the cost of the product. Considering the properties of the multi-mode radio electronic devices, it is possible to specify the value of the operations time for failure and the average recovery time: the existing models underestimate the value of operating time for failure and the average recovery time.

Using the suggested model of the quantitative evaluation of reliability indicators of radio-electronic devices with variable structure allows reducing the cost of products, by providing the required values of operations time for failure and average recovery time by reducing the requirements to the reliability of the element base.

The closest to the subject under consideration is the method of proportional distribution of reliability but it cannot be used to create new promising samples based on a new element base because the data on the operation of analogs are not available.

The scientific novelty of the research results consists in the development of a mathematical model for assessing the reliability indicators of objects with a variable structure. The model takes into account the operating time of subsets of the elements of the object in possible modes, and also account for the influence of the quality of metrological and diagnostic support on the maintainability of the object as a whole.

© Ryzhov Ye. V., Sakovich L. N., Puchkov O. O., Nebesna Ya. E., 2020
DOI 10.15588/1607-3274-2020-3-3

The practical importance of the obtained results consists in the possibility of providing the required level of reliability of objects with a variable structure at the minimum necessary values of the failure rate of the element base, which will lead to a decrease in the cost of products for the required values of quality indicators.

The obtained results are appropriate to use during the design of advanced communications devices in assessment of their operations time for failure, which provide a possibility to reduce the cost of products due to the rational choice of elements of multi-mode RED objects.

Further research should be directed to the development of a method for evaluation of reliability indicators of objects with a variable structure using the resulting model, as well as to assess the reliability of systems in general with their usage [18–20].

ACKNOWLEDGEMENTS

This work was supported by the Hetman Petro Sahaidachnyi National Army Academy (Lviv, Ukraine).

REFERENCES

1. Handbook of 217 PlusTM. Reliability Prediction Models. – USA: RIAC, 2006, 186 p. URL: https://books.google.com.ua/books?id=33rW29AytewC&pg=PA1&hl=ru&source=gbv_toc_r&cad=4#v=onepage&q&f=false.
2. Yamada S., Tamura Y. Software Reliability / S. Yamada, // In: OSS Reliability Measurement and Assessment. Springer Series in Reliability Engineering. – Cham: Springer. – 2016. – P. 1–13. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-319-31818-9_1.
3. Manzini R., Regattieri A., Pham H., Ferrari E. Reliability Evaluation and Reliability Prediction Models, *Maintenance for Industrial Systems*. London, Springer Series in Reliability Engineering, 2010, 187 p. DOI: https://doi.org/10.1007/978-1-84882-575-8_6.
4. Hao Sun, Cai Xiaoxia, Chen Hong Study on Parameter Evaluation System of Communication Network, *Procedia Computer Science*, 2017, Vol. 107, pp. 584–589. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.procs.2017.03.139>.
5. Rongxing Duan, Fan Jinghui Reliability Evaluation of Data Communication System Based on Dynamic Fault Tree under Epistemic Uncertainty, *Mathematical Problems in Engineering*, Vol. 2014, Article ID 674804, 9 p. DOI: <https://doi.org/10.1155/2014/674804>.
6. Qiao Ma., Guibo Yu, Lijun Cao, Jinhui Zhao, Bing Feng Decision-making model for ranking battlefield damaged equipment repairs based on multi-criteria, *2013 International Conference on Quality, Reliability, Risk, Maintenance, and Safety Engineering (QR2MSE), 15–18 July 2013, Emeishan, Sichuan*. China, Proc. IEEE, 2013, Vol. II, pp. 1942–1944. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/QR2MSE.2013.6625959>.
7. Khandpur R. S. Troubleshooting Electronic Equipment: Includes Repair And Maintenance, Second Edition. New York, McGraw Hill Education (India) Private Limited, 2003, 422 p. URL:

- <https://www.accessengineeringlibrary.com/content/book/9780070483576>.
8. Jonathan Swingler. Reliability Characterisation of Electrical and Electronic Systems. Woodhead Publishing, 2015, 274 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/C2013-0-16487-2>.
 9. Military handbook: reliability prediction of electronic equipment, MIL-HDBK-217F, (02-Dec-1991), 150 p.
 10. Kharchenko V.A. Problems of reliability of electronic components, *Modern Electronic Materials*, 2015, Vol. 1, Issue 3, P. 88–92. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.moem.2016.03.002>.
 11. Villanueva Ignacio, Lázaro Isidro, Anzurez Juan Reliability analysis of LED-based electronic devices, *Procedia Engineering*, 2012, Vol. 35, pp. 260–269. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.proeng.2012.04.189>.
 12. Catelani M., Ciani L. Experimental tests and reliability assessment of electronic ballast system, *Microelectronics Reliability*, 2012, Vol. 52, Issues 9–10, pp. 1833–1836. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.microrel.2012.06.077>.
 13. Yi Wan, Hailong Huang, Diganta Das, Michael Pecht Thermal reliability prediction and analysis for high-density electronic systems based on the Markov process, *Microelectronics Reliability*, 2016, Vol. 56, pp. 182–188. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2015.10.006>.
 14. Romanenko V. P., Sakovych L. N., Ryzhov Y. V., Gnatyuk S. E., Rozum I. Y. Methodology of justification the type and evaluation of quality group search of defects in the repair radio-electronic means, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2019, No. 1, pp. 18–28. DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2019-1-2>.
 15. Robert B. Ash. Basic Probability Theory. New York: Dover Publications, 2008, 352 p. URL: <https://faculty.math.illinois.edu/~r-ash/BPT/BPT.pdf>.
 16. Kononov V., Ryzhov Ye., Sakovych L. Dependence of parameters of repair of military communication means on the quality of metrological support, *Advanced Information Systems*, 2018, Vol. 2, No. 1, pp. 91–95. DOI: <https://doi.org/10.20998/2522-9052.2018.1.17>.
 17. RF-7850M-HH multiband handheld radio. Operation manual. Rochester, Publication number: 10515-0461-4200, 2014, 237 p.
 18. Ryzhov Ye., Sakovych L., Vankevych P., Yakovlev M., Nastishin Yu. Optimization of requirements for measuring instruments at metrological service of communication tools, *Measurement 123*, 2018, pp. 19–25. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2018.03.055>.
 19. Herasimov S., Pavlii V., Tymoshchuk O., Yakovlev M. Yu., Khaustov D. Ye., Ryzhov Ye., Sakovych L., Nastishin Yu. A. Testing Signals for Electronics: Criteria for Synthesis, *Journal of Electronic Testing*, 2019, Vol. 35, No. 3, pp. 349–357. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10836-019-05798-9>.
- Received 15.10.2019.
Accepted 22.06.2020.

УДК 621.396.6

ОЦІНКА НАДІЙНОСТІ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ЗАСОБІВ ЗІ ЗМІННОЮ СТРУКТУРОЮ

Рижов Є. В. – канд. техн. наук, начальник науково-дослідної лабораторії (інформаційних та геоінформаційних систем) Наукового центру Сухопутних військ Національної академії сухопутних військ імені гетьмана Петра Сагайдачного, м. Львів, Україна.

Сакович Л. М. – канд. техн. наук, доцент, доцент спеціальної кафедри № 4 Інституту спеціального зв'язку та захисту інформації КПП імені Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна.

Пучков О. О. – канд. філософ. наук, професор, начальник Інституту спеціального зв'язку та захисту інформації КПП імені Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна.

Небесна Я. Е. – начальник сектору планування та контролю навчального процесу навчального відділу Інституту спеціального зв'язку та захисту інформації КПП імені Ігоря Сікорського, м. Київ, Україна.

АНОТАЦІЯ

Актуальність. Радіоелектронні засоби різноманітного призначення безперервно розвиваються і удосконалюються в напрямку покращення показників якості відповідно до вимог споживачів щодо їх використання в багатьох режимах роботи, в кожному з яких працюють окремі підмножини елементів. Цю обставину не враховують під час оцінки показників надійності, що веде до зниження їх значення, і, як наслідок, до підвищення вартості виробів.

Мета. Метою статті є підвищення точності кількісної оцінки значень показників надійності радіоелектронних засобів зі змінною структурою за рахунок використання нової моделі, яка враховує час роботи окремих підмножин елементів об'єкта в можливих режимах його роботи.

Метод. В роботі виконано аналіз структур радіоелектронних засобів та їх вплив на надійність з застосуванням методів теорії множин, теорії ймовірностей, теорії дискретного пошуку та метрології. Це дозволяє об'єктивно, в залежності від умов експлуатації виробу, кількісно оцінити значення показників надійності: наробіток на відмову, середній час відновлення і коефіцієнт готовності.

Результати. Отримано удосконалену модель надійності багато режимних об'єктів зі змінною структурою, яка враховує особливості конструктивно-схемної побудови виробу, особливості його використання за призначенням (час роботи в окремих режимах), вплив якості метрологічного забезпечення на середній час відновлення. Це дозволяє збільшити оцінку реального значення комплексного показника надійності – коефіцієнта готовності, і, як наслідок, зменшити значення коефіцієнту не готовності.

Висновки. Використання запропонованої моделі кількісної оцінки значень показників надійності радіоелектронних засобів зі змінною структурою дозволяє знизити вартість виробів при забезпеченні необхідних значень наробітку на відмову і середнього часу відновлення за рахунок зниження вимог до надійності елементів бази. Отримані результати доцільно використовувати під час проектування перспективних радіоелектронних засобів для обґрунтування вибору елементної бази мінімальної вартості при забезпеченні заданих вимог до надійності виробу в цілому.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: радіоелектронні засоби зі змінною структурою, оцінка показників надійності, наробіток на відмову, середній час відновлення.

УДК 621.396.6

ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ С ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ

Рыжов Е. В. – канд. техн. наук, начальник научно-исследовательской лаборатории (информационных и геоинформационных систем) Научного центра Сухопутных войск Национальной академии сухопутных войск имени гетмана Петра Сагайдачного, г. Львов, Украина.

Сакович Л. М. – канд. техн. наук, доцент, доцент специальной кафедры № 4 Института специальной связи и защиты информации КПИ имени Игоря Сикорского, г. Киев, Украина.

Пучков А. А. – канд. философ. наук, профессор, начальник Института специальной связи и защиты информации КПИ имени Игоря Сикорского, г. Киев, Украина.

Небесная Я. Э. – начальник сектора планирования и контроля учебного процесса учебного отдела Института специальной связи и защиты информации КПИ имени Игоря Сикорского, г. Киев, Украина.

АННОТАЦИЯ

Актуальность. Радиоэлектронные средства различного назначения непрерывно развиваются и совершенствуются в направлении улучшения показателей качества в соответствии с требованиями потребителей по их использованию во многих режимах работы, в каждом из которых работают отдельные подмножества элементов. Это обстоятельство не учитывают при оценке показателей надежности, что ведет к снижению их значения, и, как следствие, к повышению стоимости изделий.

Цель. Целью статьи является повышение точности количественной оценки значений показателей надежности радиоэлектронных средств с переменной структурой за счет использования новой модели, которая учитывает время работы отдельных подмножеств элементов объекта в возможных режимах его работы.

Метод. В работе выполнен анализ структур радиоэлектронных средств и их влияние на надежность с применением методов теории множеств, теории вероятностей, теории дискретного поиска и метрологии. Это позволяет объективно в зависимости от условий эксплуатации изделия, количественно оценить значения показателей надежности: наработка на отказ, среднее время восстановления и коэффициент готовности.

Результаты. Получено усовершенствованную модель надежности многорежимных объектов с переменной структурой, которая учитывает особенности конструктивно-схемного построения изделия, особенности его использования по назначению (время работы в отдельных режимах), влияние качества метрологического обеспечения на среднее время восстановления. Это позволяет увеличить оценку реального значения комплексного показателя надежности – коэффициента готовности, и, как следствие, уменьшить значение коэффициента неготовности.

Выводы. Использование предложенной модели количественной оценки значений показателей надежности радиоэлектронных средств с переменной структурой позволяет снизить стоимость изделий при обеспечении требуемых значений наработки на отказ и среднего времени восстановления за счет снижения требований к надежности элементной базы. Полученные результаты целесообразно использовать при проектировании перспективных радиоэлектронных средств для обоснования выбора элементной базы минимальной стоимости при обеспечении заданных требований к надежности изделия в целом.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: радиоэлектронные средства с переменной структурой, оценка показателей надежности, наработка на отказ, среднее время восстановления.

ЛІТЕРАТУРА / LITERATURA

1. Handbook of 217 PlusTM. Reliability Prediction Models. – USA: RIAC, 2006. – 186 p. URL: https://books.google.com.ua/books?id=33rW29AytewC&pg=PA1&hl=ru&source=gbgbs_toc_r&cad=4#v=onepage&q&f=false.
2. Yamada S. Software Reliability / S. Yamada, Y. Tamura // In: OSS Reliability Measurement and Assessment. Springer Series in Reliability Engineering. – Cham : Springer. – 2016. – P. 1–13. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-319-31818-9_1.
3. Reliability Evaluation and Reliability Prediction Models / [R. Manzini, A. Regattieri, H. Pham, E. Ferrari] // Maintenance for Industrial Systems. – London : Springer Series in Reliability Engineering, 2010. – 187 p. DOI: https://doi.org/10.1007/978-1-84882-575-8_6.
4. Hao Sun. Study on Parameter Evaluation System of Communication Network / Hao Sun, Xiaoxia Cai, Hong Chen // Procedia Computer Science. – 2017. – Vol. 107. – P. 584–589. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.procs.2017.03.139>.
5. Rongxing Duan. Reliability Evaluation of Data Communication System Based on Dynamic Fault Tree

- under Epistemic Uncertainty / Rongxing Duan, Jinghui Fan // *Mathematical Problems in Engineering*. – Vol. 2014, Article ID 674804. – 9 p. DOI: <https://doi.org/10.1155/2014/674804>.
6. Decision-making model for ranking battlefield damaged equipment repairs based on multi-criteria / [Qiao Ma, Guibo Yu, Lijun Cao et al] // 2013 International Conference on Quality, Reliability, Risk, Maintenance, and Safety Engineering (QR2MSE), 15–18 July 2013, Emeishan, Sichuan, – China : Proc. IEEE, 2013. – Vol. II. – P. 1942–1944. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/QR2MSE.2013.6625959>.
 7. Khandpur R. S. *Troubleshooting Electronic Equipment: Includes Repair And Maintenance, Second Edition* / R. S. Khandpur. – New York : McGraw Hill Education (India) Private Limited, 2003. – 422 p. URL: <https://www.accessengineeringlibrary.com/content/book/9780070483576>.
 8. Jonathan Swingler. *Reliability Characterisation of Electrical and Electronic Systems* / Jonathan Swingler. – Woodhead Publishing, 2015. – 274 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/C2013-0-16487-2>.
 9. Military handbook: reliability prediction of electronic equipment, MIL-HDBK-217F, (02-Dec-1991). – 150 p.
 10. Kharchenko V. A. Problems of reliability of electronic components / V. A. Kharchenko // *Modern Electronic Materials*. – 2015. – Vol. 1, Issue 3. – P. 88–92. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.moem.2016.03.002>.
 11. Villanueva Ignacio. Reliability analysis of LED-based electronic devices / Villanueva Ignacio, L.ázaro Isidro, Anzures Juan // *Procedia Engineering*. – 2012. – Vol. 35. – P. 260–269. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.proeng.2012.04.189>.
 12. Catelani M. Experimental tests and reliability assessment of electronic ballast system / M. Catelani, L. Ciani // *Microelectronics Reliability*. – 2012. – Vol. 52, Issues 9–10. – P. 1833–1836. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.microrel.2012.06.077>.
 13. Yi Wan Thermal reliability prediction and analysis for high-density electronic systems based on the Markov process / Yi Wan, Hailong Huang, Diganta Das, Michael Pecht // *Microelectronics Reliability*. – 2016. – Vol. 56. – P. 182–188. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2015.10.006>.
 14. Romanenko V. P. Methodology of justification the type and evaluation of quality group search of defects in the repair radio-electronic means / [V. P. Romanenko, L. N. Sakovych, Y. V. Ryzhov et al.] // *Radio Electronics, Computer Science, Control*. – 2019. – No. 1. – P. 18–28. DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2019-1-2>.
 15. Robert B. Ash. *Basic Probability Theory* / Robert B. Ash. – New York : Dover Publications. – 2008. – 352 p. URL: <https://faculty.math.illinois.edu/~r-ash/BPT/BPT.pdf>.
 16. Kononov V. Dependence of parameters of repair of military communication means on the quality of metrological support / V. Kononov, Ye. Ryzhov, L. Sakovych // *Advanced Information Systems*. – 2018. – Vol. 2, No. 1. – P. 91–95. DOI: <https://doi.org/10.20998/2522-9052.2018.1.17>.
 17. RF-7850M-HH multiband handheld radio. Operation manual. – Rochester : Publication number: 10515-0461-4200. – 2014. – 237 p.
 18. Ryzhov Ye. Optimization of requirements for measuring instruments at metrological service of communication tools / [Ye. Ryzhov, L. Sakovych, P. Vankevych et al.] // *Measurement* 123. – 2018. – P. 19–25. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2018.03.055>.
 19. Testing Signals for Electronics: Criteria for Synthesis / [S. Herasimov, V. Pavlii, O. Tymoshchuk et al.] // *Journal of Electronic Testing*. – 2019. – Vol. 35, No. 3. – P. 349–357. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10836-019-05798-9>.

ACCURACY CHARACTERISTICS OF RADIO MONITORING ANTENNAS

Shcherbyna O. A. – PhD, Associate Professor of the Department of Electronics, Robotics and Technology of Monitoring and Internet of Things, National Aviation University, Kyiv, Ukraine.

Ilitskiy L. Ya. – Dr. Sc., Honored Worker of Science and Technology of Ukraine, National Aviation University, Kyiv, Ukraine.

Mykhalchuk I. I. – Professor Assistant of the Department of Electronics, Robotics and Technology of Monitoring and Internet of Things, National Aviation University, Kyiv, Ukraine.

Kozhokhina O. V. – PhD, Associate Professor of the Department of Avionics, National Aviation University, Kyiv, Ukraine.

ABSTRACT

Context. The constant increase in the number of radio electronic equipment leads to an ever-increasing complication of the electromagnetic environment. That requires constant monitoring to ensure electromagnetic compatibility, as well as the development of high-quality universal antennas for radio monitoring systems.

Objective. The goal of the work is construction of a mathematical model of an antenna system for radio monitoring stations and calculation of its main accuracy characteristics.

Method. The most important metrological characteristics of a measuring instrument are methodical and instrumental errors, that is, the dependence of these errors on the parameters of structural elements of the signal processing device, which is integrated with the antenna array. Consequently, the mathematical model of the antenna system should take into account not idealized, but real transmission coefficients of the most critical structural components. Besides, to ensure transparent functional relations between the voltages in the mathematical model is necessary to limit the number of variables informative voltages. With this approach, the determination of instrumental errors is greatly simplified, and analytical expressions become more suitable for assessing the influence of structural elements on the accuracy of measuring processes.

Results. Analytical relations were obtained that reveal the influence of different elements and circuits of the device on the measurement accuracy of the radiation fields parameters.

Conclusions. The present findings confirm that the presented antenna system provides a measurement of the main parameters of the radiation field both in the conditions of a satisfactory electromagnetic environment. Moreover, in the conditions when another frequency of radiation acts at the frequency of the useful signal. The angular resolution, that is, the ability to separate signals with an insignificant angular spacing of signal sources and interference, depends not only on the directivity characteristics of the antenna array but also on the accuracy of establishing the distances between the phase centres of real and virtual vibrators. The operating frequency range of the antenna array is limited not only by the deformation of the radiation pattern as well by the errors in the design of the antenna structural elements.

KEYWORDS: radio monitoring systems, antenna array, accuracy characteristics, methodical errors, instrumental errors.

ABBREVIATIONS

AFC is an amplitude-phase corrector;
AFTU is an amplification and frequency transformation unit;
BNT is a block of nonlinear transformations;
COU is a controlled oscillator unit;
DDRS is a device of display and recording signals;
DIRS is a device for indication and registration of signals;
EMC is electromagnetic compatibility;
EMRD is an electromechanical rotary device;
ID is an identification device;
LC is a linear converter;
MT is a measuring transducer;
RMS is a root-mean-square;
SCU is a switch control unit;
SID is a signal identification device;
TVG is a test voltage generator.

NOMENCLATURE

a is a transmission coefficient of frequency converters and amplifiers of intermediate frequency;

d is a distance between phase centers of antenna elements;

d_{sc} is a distance from the screen to antenna elements;

E_a, E_b are vectors of field intensities from sources a and b ;

$F(\theta, \varphi)$ is a directivity characteristic;

k is a wave number;

K is a transmission coefficient from vibrator terminals to the input terminals of frequency converters;

k_a, k_b are wave numbers for the waves of sources a and b ;

$K_{\theta_1}^a$ is a sensitivity factor of the voltage U_1^a to azimuth error of the source b ;

$K_{d_1}^a$ is a sensitivity coefficient of the voltage U_1^a the estimation error of the distanced between the phase centers of vibrators;

$K_{sc_1}^a$ is a sensitivity coefficient of the voltage U_1^a to the estimation error of the distance d_{sc} between the phase centers of vibrators and screen;

$K_{\theta_1}^b$ is a sensitivity factor of the voltage U_1^b to inaccurate setting of the angle $\theta_a = 90^\circ$;

$K_{\phi_1}^b$ is a sensitivity factor of the voltage U_1^b to the error in the azimuth of the source b ;

$K_{sc_1}^b$ is a sensitivity coefficient of the voltage U_1^b to the estimation error of the distance between the vibrators and screen.

$K_{\phi_2}^a$ is a voltage sensitivity coefficient of the source a to the inaccuracy of the azimuth bearing to the source b ;

K_e is an ellipticity coefficient;

K_m^e is a sensitivity of the ellipticity coefficient to the errors of the value m ;

K_γ^e is a sensitivity of the ellipticity coefficient to the errors of the angle γ ;

K_ψ^e is a sensitivity of the ellipticity coefficient to the errors of the angle ψ .

K_5^9 is a sensitivity factor of the voltage U_9 to instrumental error of the voltage \dot{U}_5 ;

K_8^9 is a sensitivity factor of the voltage U_9 to the error of the voltage \dot{U}_8 ;

K_5^{11} is a sensitivity factor of the voltage U_{11} to the error of the voltage \dot{U}_5 ;

K_8^{11} is a sensitivity factor of the voltage U_{11} to the error of the voltage \dot{U}_8 .

K_9^ψ is a sensitivity to change of the voltage U_9 ;

K_{11}^ψ is a sensitivity to change of the voltage U_{11} ;

K_χ^E is a sensitivity of the calculation result to the azimuthal angle error;

K_d^E is a sensitivity of the calculated value of the field intensity to the errors in the distances between the elements of the antenna array;

$K_{d_{sc}}^E$ is a sensitivity of the calculated value of the field intensity to the errors in the distances from the vibrator to the screen.

l is a length of the vibrator arm;

l_{eff} is an effective length of the vibrators;

m is a ratio of the meridional component of the field intensity to the azimuthal value;

$\mathbf{p}(\theta, \varphi)$ is an unit polarisation vector;

T_1 is a transmission coefficient of the measuring transducer;

t_{ad} is a transmission coefficients of adders;

t_d is a transmission voltage coefficient of detectors;

t_f is a transmission coefficients of a filter;

T_{iN} is a circuit transmission coefficient;

t_r is a transmission coefficients of a rectifier;

t_{sq} is a transmission coefficients of a squarer;

\dot{U} is a complex voltage;

U_{th} is a particular threshold value;

w_p is a function that takes a value $w_p = 0$ if $p = 5, 8, 9, 11$ and $w_p = 1$ if $p = 1, 2, 3, 4, 6, 7, 10, 12$;

α_c^a is a derivative of the phase α_s^a ;

α_s^a is a phase shift, which occurs when the waves fall from the source a to the antenna aperture;

α_s^b is a phase shift that occurs when the waves fall from the source b ;

γ_{sc}^a is a phase shift, which occurs due to mirror images of vibrators, for wave source a ;

γ_{sc}^b is a phase shift of the waves source b , which is caused by the screen;

γ_s^a is a derivative of the phase γ_{sc}^a with respect to the azimuthal angle;

γ_s^b is a derivative of the phase γ_{sc}^b with respect to the meridional angle;

δa , δl_{eff} , δK are the relative errors of the amplification factor a , of the effective length l_{eff} and the feeder transmission coefficient K ;

$\Delta\theta_a$ is a determination error of the angle θ_a ;

$\Delta\varphi$ is an error of the azimuthal angle;

$\Delta\theta$ is an error of the meridional angle;

θ is a meridional angle of the spherical coordinate system;

θ_0 , φ_0 are unit vectors of the spherical coordinate system;

λ is a length of the electromagnetic wave;

σE_a^θ , σE_a^φ are mean square errors of the estimates of the field intensity components;

σT_2 is an errors in transmissions of detectors and adders of the LC block of the 2nd level;

σT_1 is a relative RMS error of the transmission coefficient T_1 ;

$\sigma \psi_2^b$ is a RMS error of function ψ_2^b ;

φ is an azimuth angle of the spherical coordinate system;

χ is an angular separation of radiation sources;

ψ_p^a , ψ_p^b are products of harmonic quantities.

INTRODUCTION

Radiomonitoring antenna arrays are used not only as a means of monitoring the electromagnetic environment but also as measuring devices for onboard and ground equipment. The antenna array makes it possible to determine the angular coordinates of the radiation sources, the polarization characteristics of the electromagnetic waves, to estimate the intensity of the electromagnetic fields and others.

In this regard, there is a need to provide a radiomonitoring antenna with metrological characteristics as part of the measuring device. Such features can be obtained as a result of experimental research of the finished product.

However, the possibility to provide an accuracy requirement of the device is lost, or its level is ascertained. It is quite challenging to improve it practically. From the other hand, some analytical expressions show the influence of different elements and circuits of the device on the accuracy of measurements of radiation field parameters. In this case, the measurement errors can be reduced to the required level by choice of specific components.

The object of study is the process of constructing the antenna systems with signal processing for radio monitoring stations.

The subject of study is the process of constructing the antenna systems with signal processing for radio monitoring stations.

The purpose of the work is to build a mathematical model of the antenna system with the characteristics of accuracy, which took into account the real transmission coefficients of the most critical structural components.

1 PROBLEM STATEMENT

Since the antenna monitoring system is primarily a measuring device, there is a need to provide the system with accuracy characteristics. Methodical and instrumental errors are the most critical characteristics of the measuring devices. It means that dependence of these errors on the parameters of the structural elements of a signal processing device is integrated with the antenna array. Therefore, it is necessary to construct a mathematical model of the antenna system, which would take into account the real transfer coefficients of the most critical structural components. Besides, to ensure transparent functional expressions between voltages in a mathematical model, the number of variable informative voltages should be limited. With this approach, the definition of instrumental errors is significantly simplified. Analytical expressions become more suitable for evaluating the influence of structural elements on the accuracy of measurement processes.

2 REVIEW OF THE LITERATURE

As known, an increase in the number of radio-electronic means leads to a complication of the electromagnetic environment and, accordingly, requires a solution to the problem of ensuring electromagnetic

compatibility (EMC) [1, 2]. In other words, there is a need for the use of measuring means of radiomonitoring [3–5], which in their composition have an antenna system. In radiomonitoring systems, antennas of various configurations are used – from the simple vibrator [6] to complex antenna arrays [7, 8].

In the article [9] an ultra-wideband monopole antenna for EMC measurements is presented. The proposed EMC measuring antenna can be used for EMC radiations detection in printed circuit boards (PCB) and many digital devices such as mobile handsets, PDAs and other mobile communication systems. An article [10] presents two new types of ultra-wideband antennas for EMC measurements. Both antennas have a compact size and can have multiple ports for flexibility in measurement tests. The radiation patterns of the antennas can be directional or of multibeam. The antennas have a low manufacture cost and lightweight, easy for installation, which is especially crucial for low-frequency antennas. The designed tapered TEM horn antenna [11] has the merits such as wideband, simple feeding network, low profile compact size with reasonably good antenna performances such as return loss, peak gain and radiation patterns. A paper [12] presents a new biconical broadband antenna, which is used for EMC test application. Compared with the conventional biconical antenna, the proposed antenna is small in size and good in electrical characteristics.

Smart antenna arrays provide more opportunities for monitoring the electromagnetic field. The adaptive beamforming algorithm can aim at the direction-of-arrival of jammer automatically. In an article [13], a new robust beamforming control method is presented to widen nulls of an adaptive antenna array. In this proposed method, the weight vector is optimized to involve the minimization of a quadratic function. The presented method can provide improved robustness against the interference angle shaking and suppress the interference signals. In a letter [14], the performance of smart antennas with uniform circular arrays (UCAs) is examined. The primary motivation for this selection is the symmetry UCAs possess. That provides UCAs with a significant advantage. It lies in the fact that the beam azimuthally through 360 with little change in the beamwidth or the sidelobe level can be scanned. A paper [15] describes an approach to interference suppression by adaptively thinning the array to reject sidelobe interference. Changing the random thinning can lower a sidelobe or place a null in the direction of interference. In a paper [16], a novel symmetric weighted thinned array with pattern reconfigurable antenna is proposed to achieve wide-angle scanning performance.

Designs of four-element antenna systems with signal processing have been developed for measuring the parameters of the electromagnetic field [17]. An example of calculating the metrological characteristics of this antenna system was also presented, as well as possible measurement errors and their main sources [18]. It should be noted that the measurement errors of the output values

were presented as the sum of the components with specific influence coefficients. They did not include the transmission coefficients of real elements of the structural diagram.

3 MATERIALS AND METHODS

To study the accuracy characteristics of radiomonitoring antenna systems a four-element antenna system was selected (Fig. 1) [19, 20]. The operation mode of the antenna system is given by the processor and switches Sw1–Sw4. The main mode is where the switch outputs are connected to the terminals of the antenna unit 1', 1'', 2' and 2''. The signal processing device consists of the following parts: an electromechanical rotary device (EMRD), switches Sw1–Sw4, test voltage generator (TVG), controlled oscillator unit (COU), switch control unit (SCU), amplification and frequency transformation unit (AFTU), amplitude-phase correctors (AFC), subtractor $\Delta 1$ – $\Delta 4$, adders $\Sigma 1$ – $\Sigma 4$, amplitude detectors D1–D8, squarers Q1 and Q2, filters F1 and F2, rectifiers R1 and R2, the device of display and recording signals (DDRS), the identification device (ID).

The block diagram in Fig. 1 can be divided into two main parts – an antenna array and a block of amplification and frequency conversion of signals.

The latter consists of the following parts:

- a measuring transducer (MT) creates voltages that are proportional to the components of the electric field intensity in a linear orthogonal polarization basis;
- double-level linear converter (LC) is based on linear adders and consists of a block of the 1st level (1 LC) and a block of the 2nd level (2 LC);
- block of nonlinear transformations (BNT);
- signal identification device (SID);
- processor and device for indication and registration of signals (DIRS).

The combination of these blocks and the functional connections between them are shown in Fig. 2.

A new (simpler) voltage numbering was introduced for the convenience of further analysis of the block diagram. The transition from the voltages indicated in the structural diagram [19, 20] to the voltages used in the block diagram is given in Table 1.

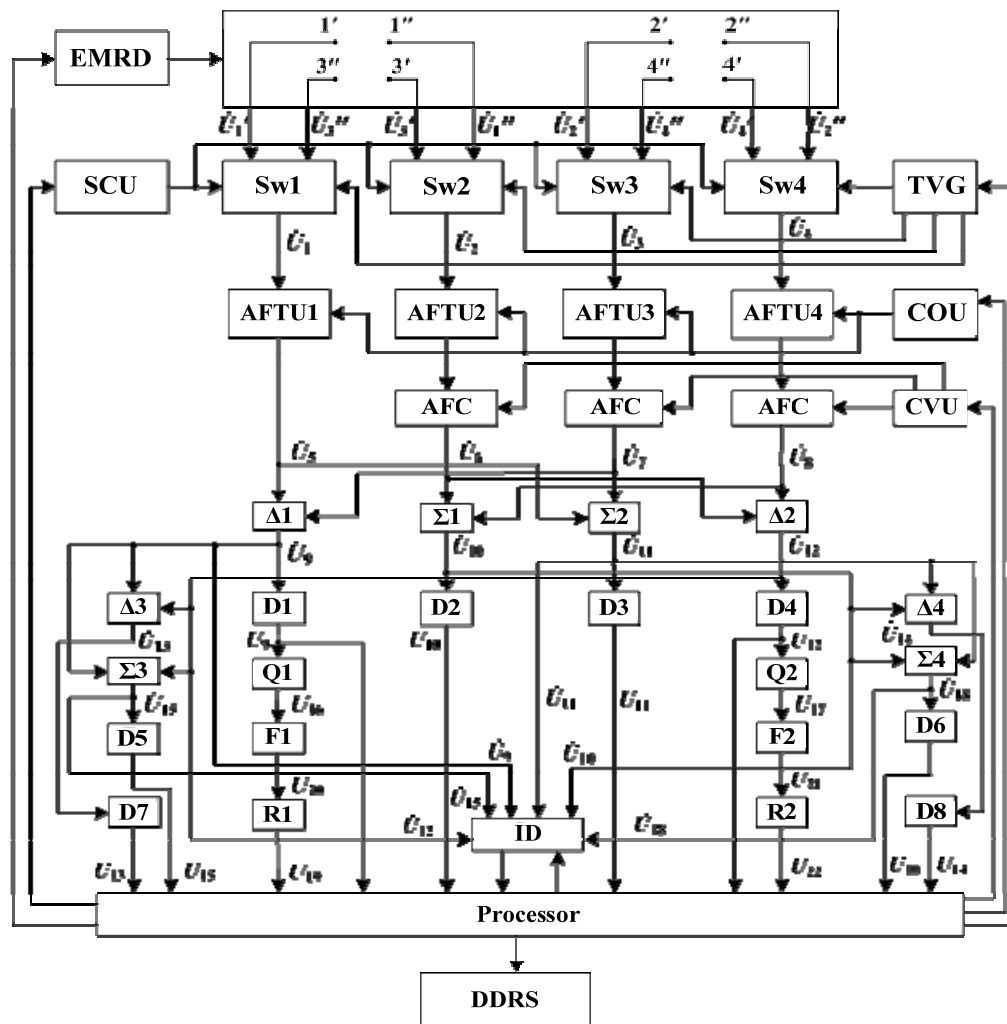


Figure 1 – Structural diagram of the antenna system [19, 20]

Table 1 – The equivalence of the voltages of the structural diagram [19, 20] and the block diagram is shown in Fig. 2

Structural diagram	\dot{U}_5	\dot{U}_6	\dot{U}_7	\dot{U}_8	\dot{U}_9	\dot{U}_{10}	\dot{U}_{11}	\dot{U}_{12}	\dot{U}_{13}	\dot{U}_{14}	\dot{U}_{15}	\dot{U}_{18}	\dot{U}_{19}	\dot{U}_{22}
Block diagram	\dot{U}_1	\dot{U}_2	\dot{U}_3	\dot{U}_4	\dot{U}_5	\dot{U}_6	\dot{U}_7	\dot{U}_8	\dot{U}_9	\dot{U}_{10}	\dot{U}_{11}	\dot{U}_{12}	\dot{U}_{13}	\dot{U}_{14}

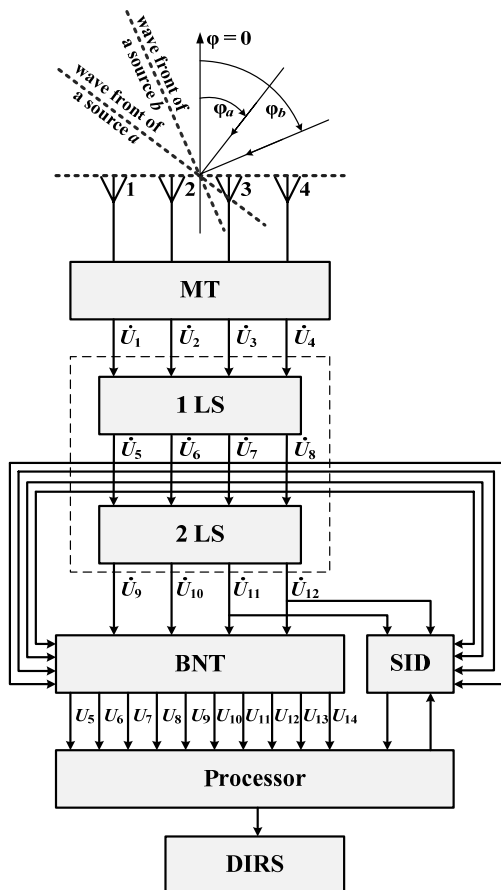


Figure 2 – Block diagram of the antenna system

The antenna unit consists of four elements located on the tops of an imaginary quadrilateral [19]. Each antenna element consists of two mutually perpendicular vibrators (symmetrical or non-symmetrical). Vibrators axes coincide either with the perpendicular to the surface of the earth or with the horizon line. So, the vertical vibrator has the directivity characteristic:

$$F(\theta) = \sin \theta, \quad (1)$$

and the unit polarization vector [7] takes the form $\mathbf{p}_v(\theta, \varphi) = \theta_0$, where θ is the meridional angle of the spherical coordinate system; φ is the azimuth angle; θ_0 is a unit vector of the spherical coordinate system.

The directivity characteristic of a horizontal vibrator is defined as:

$$F(\theta, \varphi) = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}, \quad (2)$$

and the unit polarization vector is $\mathbf{p}_h(\theta, \varphi) = \varphi_0$, where φ_0 is a unit vector of the spherical coordinate system, in which the angle φ is measured from the normal to the antenna aperture.

Expressions (1) and (2) are valid when $l \ll \lambda$, where l is the length of the vibrator arm, and λ is the length of the electromagnetic wave. This condition is satisfied when using active antennas. Therefore, formulas (1) and (2) are characterising the properties of active antennas with high accuracy.

The antenna array through the line switch in the transmitter operates in three configurations, which provide the ability to work in three modes. In the first, basic mode (mode A) the antenna array consists of two elements – two vertical and two horizontal vibrators. The phase centers of the vibrators are horizontally separated by a distance d (the square side length). In mode B, four vertical vibrators are used, which are located on the square tops. There is a distance d between their phase centers. In mode C, the same antenna array is created as in mode B, but with horizontal vibrators.

The set of vibrators are located at a distance d_{sc} from the screen. This is a reason that in any mode, in the analytical expression for the output voltage of the vibrator the multiplier $i2\sin(kd_{sc}\sin\theta\cos\varphi)$ appears, where $k = 2\pi/\lambda$ is the wave number.

The following matrix equation determines the dependence of the output voltages from the intensities of the electric fields in mode A:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix} = iT_1 \begin{bmatrix} \theta_0 F(\theta_a) e^{i\alpha_a^a} & \theta_0 F(\theta_b) e^{i\alpha_b^b} \\ \varphi_0 F(\theta_a, \varphi_a) e^{i\alpha_a^a} & \varphi_0 F(\theta_b, \varphi_b) e^{i\alpha_b^b} \\ \theta_0 F(\theta_a) e^{-i\alpha_a^a} & \theta_0 F(\theta_b) e^{-i\alpha_b^b} \\ \varphi_0 F(\theta_a, \varphi_a) e^{-i\alpha_a^a} & \varphi_0 F(\theta_b, \varphi_b) e^{-i\alpha_b^b} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{E}_a \sin \gamma_{sc}^a \\ \mathbf{E}_b \sin \gamma_{sc}^b \end{bmatrix}, \quad (3)$$

where $\alpha_s^a = k_a d \sin \theta_a \sin \varphi_a$ is a phase shift, which occurs when the waves fall from the source a to the antenna aperture (Fig. 2); $\alpha_s^b = k_b d \sin \theta_b \sin \varphi_b$ is a phase shift that occurs when the waves fall from the source b ; $\gamma_{sc}^a = k_a d_{sc} \sin \theta_a \cos \varphi_a$ is a phase shift, which occurs due to mirror images of vibrators, for wave source a ; $\gamma_{sc}^b = k_b d_{sc} \sin \theta_b \cos \varphi_b$ is a phase shift

of the waves source b , which is caused by the screen; $k_a = 2\pi/\lambda_a$, $k_b = 2\pi/\lambda_b$ are wave numbers for the waves of sources a and b ; \mathbf{E}_a , \mathbf{E}_b are vectors of field intensities from sources a and b ; $T_1 = 2al_{eff}K$ is a transmission coefficient of the measuring transducer; a is a transmission coefficient of frequency converters and amplifiers of intermediate frequency; l_{eff} is the effective length of the vibrators; K is a transmission coefficient from vibrator terminals to the input terminals of frequency converters.

Equation (3) takes into account that electromagnetic waves, which are emitted by two independent sources at almost the same frequencies with wavelengths λ_a and λ_b , act on the radiomonitoring antenna.

The transmission coefficients t_{ad} of the adders should be taking into account. Then received signals with voltages $\dot{U}_1, \dots, \dot{U}_4$, are transformed into the first level following the equation:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_5 \\ \dot{U}_6 \\ \dot{U}_7 \\ \dot{U}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{ad} & 0 & -t_{ad} & 0 \\ 0 & t_{ad} & 0 & t_{ad} \\ t_{ad} & 0 & t_{ad} & 0 \\ 0 & t_{ad} & 0 & -t_{ad} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix} \quad (4)$$

The absolute nominal values of the transmission coefficients t_{ad} of adders are the same. However, when considering instrumental errors, the value cannot be regarded as a common factor. It cannot be taken out of the limits of the transfer matrix. The transmission coefficients t_{ad} for each voltage are set independently. Therefore, the errors of any element of the transmission matrix must be taken into account without regard to different transmission coefficients.

Signals with voltages obtained by the second level of linear transformations:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_9 \\ \dot{U}_{10} \\ \dot{U}_{11} \\ \dot{U}_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{ad} & 0 & 0 & -t_{ad} \\ 0 & -t_{ad} & t_{ad} & 0 \\ t_{ad} & 0 & 0 & t_{ad} \\ 0 & t_{ad} & t_{ad} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{U}_5 \\ \dot{U}_6 \\ \dot{U}_7 \\ \dot{U}_8 \end{bmatrix} \quad (5)$$

The block of nonlinear transformations (BNT) incorporates 12 amplitude detectors, which form direct voltages proportional to the amplitudes of the corresponding alternating voltages. As the result, at the outputs of the BNT the voltages are obtained:

$$U_s = t_d |\dot{U}_3|, \quad s = 5, 6, \dots, 12, \quad (6)$$

where t_d is the transmission voltage coefficient of the detectors.

Voltages \dot{U}_5 and \dot{U}_8 are used in the block of nonlinear transformation. Based on this, for determination of angles φ_a and φ_b indicator signals \dot{U}_{13} and \dot{U}_{14} are created.

More simplified notation for some quantities should be introduced before writing expressions for indicator voltages of the azimuthal angles of radiation sources. It is advisable to present it in the form the voltages, which are used in equations (3), (4), and (5):

$$\dot{U}_p = (\dot{U}_p^a \psi_p^a + \dot{U}_p^b \psi_p^b) e^{i w_p \frac{\pi}{2}}, \quad (7)$$

where \dot{U}_p^a and \dot{U}_p^b are amplitude factors that depend on field intensities \vec{E}_a , \vec{E}_b and index p ; ψ_p^a and ψ_p^b are products of harmonic quantities; w_p is a function that takes a value $w_p = 0$ if $p = 5, 8, 9, 11$ and $w_p = 1$ if $p = 1, 2, 3, 4, 6, 7, 10, 12$.

The quantities that are used in equation (3) are written for the static mode. That is for the antenna system state, when the normal to the aperture of the antenna array coincides with the angles $\theta = 90^\circ$ and $\varphi = 0$. Or they coincides with the direction to one of the radiation sources.

In the case of direction-finding, the aperture of the antenna rotates in the meridional and azimuthal planes. Therefore the phase shifts acquire the following values:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_s^a &= k_a d \cos(\theta_a - \theta) \sin(\varphi_a - \varphi); \\ \alpha_s^b &= k_b d \cos(\theta_b - \theta) \sin(\varphi_b - \varphi); \\ \gamma_{sc}^a &= k_a d_{sc} \cos(\theta_a - \theta) \cos(\varphi_a - \varphi); \\ \gamma_{sc}^b &= k_b d_{sc} \cos(\theta_b - \theta) \cos(\varphi_b - \varphi), \end{aligned} \right\}$$

where θ , φ are the angular direction of the normal to the aperture of the antenna array, that is, the angles θ and φ are the deviation of the antenna from a given initial state.

Formulas for the directivity characteristics (1) and (2) are converted in the same way:

$$F(\theta_q) = \cos(\theta_q - \theta), \quad q = a, b;$$

$$F(\theta_q, \varphi_q) = \sqrt{1 - \cos^2(\theta_q - \theta) \sin^2(\varphi_q - \varphi)}.$$

In the exponential indexes, the minus sign refers to other indexes of functions ψ , that is, to $p = 3, 4$. The expressions for the amplitude factors \dot{U}^a and \dot{U}^b change depending on the index p . Thus, to $p = 1, 4$ have the following voltage values

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix} = i \begin{bmatrix} \psi_1^a & \psi_1^b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \psi_2^a & \psi_2^b \\ \psi_3^a & \psi_3^b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \psi_4^a & \psi_4^b \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{U}_a^\theta \\ \dot{U}_b^\theta \\ \dot{U}_a^\varphi \\ \dot{U}_b^\varphi \end{bmatrix}, \quad (8)$$

where functions ψ_p^q are defined as

$$\left. \begin{aligned} \psi_{1,3}^q &= e^{\pm i\alpha_s^q} \cos(\theta_q - \theta) \sin \gamma_{sc}^q, \text{ if } q = a, b; \\ \psi_{2,4}^q &= e^{\pm i\alpha_s^q} \sqrt{1 - \cos^2(\theta_q - \theta) \sin^2(\varphi_q - \varphi)} \sin \gamma_{sc}^q. \end{aligned} \right\} (9)$$

The voltages that are included in the right column matrix equation (8) are such values

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_q^\theta &= T_1 E_q^\theta; \\ \dot{U}_q^\varphi &= T_1 E_q^\varphi, q = a, b; \end{aligned} \right\} (10)$$

where $T_1 = 2al_{eff}K$ and $\dot{E}_q^\theta = (\theta_0, \dot{E}_q)$, $\dot{E}_q^\varphi = (\varphi_0, \dot{E}_q)$.

The expression for the voltages U_{13} and U_{14} can be written in the form using this notation:

$$\left. \begin{aligned} U_{13} &= T_{iN} U_a^\theta U_b^\theta \psi_5^a \psi_5^b; \\ U_{14} &= T_{iN} U_a^\varphi U_b^\varphi \psi_8^a \psi_8^b; \end{aligned} \right\} (11)$$

where $T_{iN} = 4t_{ad}t_d t_r t_{sq} t_f$ is the circuit transmission coefficient, which consists of an adder with a transmission t_{ad} , a detector with a transmission t_d , a rectifier with a transmission t_r , a squarer with a transmission t_{sq} and a filter with a transmission t_f ;

$$\begin{aligned} \psi_5^q &= \cos(\theta_q - \theta) \sin \alpha_s^q \sin \gamma_{sc}^q, \\ \psi_8^q &= \sqrt{1 - \cos^2(\theta_q - \theta) \sin^2(\varphi_q - \varphi)} \sin \alpha_s^q \sin \gamma_{sc}^q, \\ & q = a, b. \end{aligned}$$

From expressions (10) it follows that the voltages U_{13} and U_{14} acquire a zero value at $\varphi_a = \varphi$ and $\varphi_b = \varphi$. That is, the antenna aperture must be rotated in a horizontal plane until the indicator voltages U_{13} and U_{14} are zero. Thus, the azimuthal directions of the sources a and b are located.

To estimate the error in determining azimuth, consider the case where the angle φ is close to the angle φ_b . Antenna position setting is completed when the voltages U_{13} and U_{14} nearer to a particular threshold value U_{th} .

Considering that $\varphi_b - \varphi = \Delta\varphi$, from expressions (11) with $\Delta\varphi_b \ll 1$ the following expressions can be obtained:

$$\begin{aligned} \sin[k_b d \cos(\theta_b - \theta) \sin \Delta\varphi_b] &\leq M_\theta^b; \\ \sin[k_b d \cos(\theta_b - \theta) \sin \Delta\varphi_b] &\leq M_\varphi^b, \end{aligned} \quad (12)$$

where the right-hand side of the equations (12) the values M_θ^b and M_φ^b represent the next functions

$$\begin{aligned} M_\theta^b &= U_{th} / \left(C_\theta \cos(\theta_a - \theta) \cos(\theta_b - \theta) \sin[k_a d \cos(\theta_a - \theta) \sin \chi] \times \right. \\ & \left. \times \sin[k_a d_{sc} \cos(\theta_a - \theta) \cos \chi] \sin[k_b d_{sc} \cos(\theta_b - \theta)] \right); \\ M_\varphi^b &= U_{th} / \left(C_\varphi \sqrt{1 - \cos^2(\theta_a - \theta) \sin^2 \chi} \sin[k_a d \cos(\theta_a - \theta) \sin \chi] \times \right. \\ & \left. \times \sin[k_a d_{sc} \cos(\theta_a - \theta) \cos \chi] \sin[k_b d_{sc} \cos(\theta_b - \theta)] \right); \end{aligned}$$

$C_\theta = T_{iN} U_a^\theta U_b^\theta$, $C_\varphi = T_{iN} U_a^\varphi U_b^\varphi$ are values that are independent of coordinate angles; $\chi = \varphi_a - \varphi_b$ is the angular separation of radiation sources. The value of the meridional angle θ in the functions M_θ^q and M_φ^q is equal to $\pi/2$.

From equations (12) it follows that

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi_b' &\leq \arcsin \left(\frac{\arcsin M_\theta^b}{k_b d \sin \theta_b} \right); \\ & \text{or} \\ \Delta\varphi_b'' &\leq \arcsin \left(\frac{\arcsin M_\varphi^b}{k_b d \sin \theta_b} \right). \end{aligned} \right\} (13)$$

The azimuth error φ_a is determined by the same formulas (13) when the index b is changed to index a .

For estimation of the measurement error of the meridional angle θ_a it is necessary to consider the operation of the antenna system in mode B . Since the perpendicular to the aperture coincides with the azimuthal angle φ_b , the matrix equation (3) is somewhat simplified:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix} = i \begin{bmatrix} e^{i\alpha_s^a} e^{i\alpha_z^a} & e^{i\alpha_z^b} \\ e^{i\alpha_s^a} e^{-i\alpha_z^a} & e^{-i\alpha_z^b} \\ e^{-i\alpha_s^a} e^{i\alpha_z^a} & e^{i\alpha_z^b} \\ e^{-i\alpha_s^a} e^{-i\alpha_z^a} & e^{-i\alpha_z^b} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{U}_a^\theta \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_{sc}^a \\ \dot{U}_b^\theta \cos(\theta_b - \theta) \sin \gamma_{sc}^b \end{bmatrix}, \quad (14)$$

where $\alpha_s^a = k_a d \cos(\theta_a - \theta) \sin \chi$; $\alpha_s^b = 0$;

$$\begin{aligned} \gamma_{sc}^a &= k_a d_{sc} \cos(\theta_a - \theta) \cos \chi; \\ \gamma_{sc}^b &= k_b d_{sc} \cos(\theta_b - \theta); \end{aligned}$$

$$\alpha_z^q = k_a d \sin(\theta_q - \theta); \quad q = a, b.$$

After the first level of linear transformations, two voltages are formed. They depending only on the field intensity of the source a . Their values according to equation (4) equal to

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_5 &= 2\dot{U}_a^0 \sin \alpha_s^a \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_{sc}^a e^{i\alpha_z} \\ \dot{U}_8 &= 2\dot{U}_a^0 \sin \alpha_s^a \cos(\theta_a - \theta) \sin \gamma_{sc}^a e^{-i\alpha_z} \end{aligned} \right\}$$

At the second level of linear transformations of these voltages, two more voltages are formed:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= i4\dot{U}_a^0 \cos(\theta_a - \theta) \sin \alpha_s^a \sin \gamma_{sc}^a \sin \alpha_z \\ \dot{U}_{11} &= 4\dot{U}_a^0 \cos(\theta_a - \theta) \sin \alpha_s^a \sin \gamma_{sc}^a \cos \alpha_z \end{aligned} \right\}$$

By rotating the aperture of the antenna array in the meridional plane, it was achieved that the value \dot{U}_9 is less than the threshold value $U_{th} > \dot{U}_9$. Which can be interpreted as the orientation of the normal antenna aperture to the direction of wave radiation from the source a . When this voltage \dot{U}_{11} takes on the value

$$\dot{U}_{11} = 4\dot{U}_a^0 \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_{sc} \cos \chi). \quad (15)$$

The determination error of the angle θ_a depends on the threshold voltage level U_{th} , and if $U_9 \approx 0$ is equal to

$$\Delta\theta_a \leq \arcsin\left(\frac{1}{k_a d} \arcsin B_0^a\right),$$

where $B_0^a = \frac{U_{th}}{4U_a^0 \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_{sc} \cos \chi)}$.

The amplitude value of the voltage U_{11} (15) makes it possible to calculate the meridional component of the intensity field vector of the radiation source a . Using the relation (10), it follows

$$E_a^0 = \frac{U_{11}}{4t_d t_{ad}^2 T_1 \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_{sc} \cos \chi)}. \quad (16)$$

In the case when the horizontal component E_a^0 more than the vertical component E_a^0 , the meridional angular coordinate of the source a is better to determine in the mode C of operation of the antenna system. In this mode, the antenna array, as noted earlier, consists of four horizontal vibrators. The matrix equation (14)

varies only at the expense of multipliers in the right matrix column, which are the direction characteristics of the individual vibrator, namely: $U_a^0 \cos(\theta_a - \theta)$ changes to $U_a^0 \sqrt{1 - \cos^2(\theta_a - \theta) \sin^2 \chi}$, and $U_b^0 \cos(\theta_b - \theta)$ to U_b^0 .

As a result of such a simple transformation of equation (14), it can be written that

$$\Delta\theta_a \leq \arcsin(k_a \arcsin B_\varphi^a),$$

where $B_\varphi^a = \frac{U_{th}}{4\dot{U}_a^0 \cos \chi \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_{sc} \cos \chi)}$.

The azimuthal component of the field intensity vector equal

$$E_a^\varphi = \frac{U_{11}}{4t_d t_{ad}^2 T_1 \cos \chi \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_{sc} \cos \chi)}. \quad (17)$$

After determining the angular coordinates of the radiation sources, the antenna system returns to the main mode of operation – mode A .

Assume that the radiation of the source b is suppressed. In this case, the polar axis of the spherical coordinate system is parallel to the axes of the vertical vibrators when $\theta_a = 90^\circ$. The direction to the radiation source b coincides with the perpendicular to the antenna aperture, that is $\varphi_b = 0^\circ$.

Denote the angular separation of radiation sources in the azimuthal plane as $\chi = \varphi_a - \varphi_b$, and in the meridional plane as $\chi_\theta = \theta_a - \theta_b$. The phase shifts, what occurs due to the difference in beams paths, acquire the following values:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_s^a &= k_a d \sin \chi; \\ \alpha_s^b + \Delta\alpha_s^b &= 0 \pm (k_b d \cos \chi_\theta) \Delta\varphi; \\ \gamma_{sc}^a &= k_a d_{sc} \cos \chi; \\ \gamma_{sc}^b &= k_b d_{sc} \cos \chi_\theta. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Taking into account the phase shifts values and the fact that $\alpha_s^a \ll 1$ from formula (9) expressions for the functions ψ_p^q is obtained

$$\left. \begin{aligned} \psi_{1,3}^a &= e^{\pm i\alpha_s^a} \sin \gamma_{sc}^a; \\ \psi_{1,3}^b + \Delta\psi_{1,3}^b &= (1 \pm i\Delta\varphi k_b d \cos \chi_\theta) \cos \chi_\theta \sin \gamma_{sc}^b; \\ \psi_{2,4}^a &= e^{\pm i\alpha_s^a} \cos \chi \sin \gamma_{sc}^a; \\ \psi_{2,4}^b &= (1 \pm i\Delta\varphi k_b d \cos \chi_\theta) \sin \gamma_{sc}^b. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Voltages U_p (when $p = \overline{1,4}$), using expressions (18) and (19), are written in the form (7). That make it possible to obtain a ratio for calculating instrumental errors. It is necessary to bear in mind the fact that the individual components of the total error ΔU_p differ both in amplitude and phase. Therefore, the correct error estimate is the root-mean-square (RMS) value. It should also be noted that the RMS errors of voltages U_1 and U_3 , U_2 and U_4 are the same, that is $\sigma U_3 = \sigma U_1$ and $\sigma U_4 = \sigma U_2$.

A voltage error U_1 can be obtained, taking into account all the above

$$\sigma U_1 = U_a^0 \theta \left\{ (\sigma T_1)^2 \sin^2 \gamma_{sc}^a + (\sigma \psi_1^a)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} + U_b^0 \left\{ (\sigma T_1)^2 \cos^2 \chi_\theta \sin^2 \gamma_{sc}^b + (\sigma \psi_1^b)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}, \quad (20)$$

where the content of the component of the error σU_1 is defined as $\sigma T_1 = \sqrt{(\delta a)^2 + (\delta l_{eff})^2 + (\delta K)^2}$ is the relative RMS error of the transmission coefficient T_1 ; δa , δl_{eff} , δK are the relative errors of the amplification factor a , of the effective length l_{eff} and the feeder transmission coefficient K ;

$$\sigma \psi_1^a = \left\{ (K_{\phi_1}^a \Delta \phi)^2 + (K_{d_1}^a \delta d)^2 + (K_{d_{sc}}^a \delta d_{sc})^2 \right\}^{\frac{1}{2}};$$

$$\sigma \psi_1^b = \left\{ (K_{\theta_1}^b \Delta \theta)^2 + (K_{\phi_1}^b \Delta \phi)^2 + (K_{d_{sc}}^b \delta d_{sc})^2 \right\}^{\frac{1}{2}};$$

$K_{\phi_1}^a = \sqrt{(\alpha_c^a \sin \gamma_{sc}^a)^2 + (\gamma_s^a \cos \gamma_{sc}^a)^2}$ is the sensitivity factor of the voltage U_1^a to azimuth error of the source b ; $\alpha_c^a = k_a d \cos \chi$ is derivative of the phase α_s^a ; $\gamma_s^a = k_a d_{sc} \sin \chi$ is derivative of the phase γ_{sc}^a with respect to the azimuthal angle; $K_{d_1}^a = d_s^a \sin \gamma_{sc}^a$ is the sensitivity coefficient of the voltage U_1^a to the estimation error of the distanced between the phase centers of vibrators; $K_{d_{sc}}^a = \gamma_{sc}^a \cos \gamma_{sc}^a$ is the sensitivity coefficient of the voltage U_1^a to the estimation error of the distance d_{sc} between the phase centers of vibrators and screen; $K_{\theta_1}^b = \sin \chi_\theta \sin \gamma_{sc}^b - \gamma_s^b \cos \chi_\theta \cos \gamma_{sc}^b$ is the sensitivity factor of the voltage U_1^b to an inaccurate setting of the angle $\theta_a = 90^\circ$; $\gamma_s^b = k_b d_{sc} \sin \chi_\theta$ is derivative of the phase γ_{sc}^b with respect to the

meridional angle; $K_{\phi_1}^b = k_b d \cos^2 \chi_\theta \sin \gamma_{sc}^b$ is the sensitivity factor of the voltage U_1^b to the error in the azimuth of the source b ; $K_{d_{sc}}^b = \gamma_{sc}^b \cos \chi_\theta \cos \gamma_{sc}^b$ is the sensitivity coefficient of the voltage U_1^b to the estimation error of the distance between the vibrators and screen.

Instrumental error for the voltage $U_2 (U_4)$

$$\sigma U_2 = U_a^0 \left\{ (\sigma T_1)^2 \cos^2 \chi \sin^2 \gamma_{sc}^a + (\sigma \psi_2^a)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} + U_b^0 \left\{ (\sigma T_1)^2 \sin^2 \gamma_{sc}^b + (\sigma \psi_2^b)^2 \right\}^{\frac{1}{2}},$$

where

$$\sigma \psi_2^a = \left\{ (K_{\phi_2}^a \Delta \phi)^2 + (\alpha_s^a \cos \chi \sin \gamma_{sc}^a \delta d)^2 + (\gamma_c^a \cos \chi \cos \gamma_{sc}^a \delta d_e)^2 \right\}^{\frac{1}{2}};$$

$$K_{\phi_2}^a = \sqrt{(\alpha_c^a \cos \chi \sin \gamma_{sc}^a)^2 + (\sin \chi \sin \gamma_{sc}^a + \gamma_s^a \cos \chi \cos \gamma_{sc}^a)^2}$$

is the voltage sensitivity coefficient of the source a to the inaccuracy of the azimuth bearing to the source b ;

$$\sigma \psi_2^b = \left\{ (\gamma_s^b \cos \gamma_{sc}^b \Delta \theta)^2 + (k_b d \cos^2 \chi \sin \gamma_{sc}^b \Delta \phi)^2 + \left\{ (\gamma_{sc}^b \cos \gamma_{sc}^b \delta d_{sc})^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \right\}^{\frac{1}{2}} \text{ is}$$

RMS error of function ψ_2^b .

Similarly, using equation (4), the errors of the voltages U_5, \dots, U_8 are found.

Since the amplitudes of the voltages \dot{U}_s for $s = \overline{1,8}$ (6) are used by the processor to calculate the parameters of the radiation field, formulas for the voltage errors on the right side should have one more component. That is due to the inaccuracy of setting the transmission coefficient t_d of the amplitude detectors. For example, formula (20) takes the form

$$\sigma U_1 = t_d U_a^0 \left\{ [(\sigma T_1)^2 + (\sigma t_d)^2] \sin^2 \gamma_{sc}^a + (\sigma \psi_1^a)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} + t_d U_b^0 \left\{ [(\sigma T_1)^2 + (\sigma t_d)^2] \cos^2 \chi_\theta \sin^2 \gamma_{sc}^b + (\sigma \psi_1^b)^2 \right\}^{\frac{1}{2}},$$

where $\sigma t_d = \Delta t_d / t_d$ is a relative error of detector transmission coefficient.

Similarly, the expressions for voltages \dot{U}_2, \dot{U}_3 and \dot{U}_4 are written.

The expression for the error of the voltage \dot{U}_5 varies as follows

$$\sigma U_5 = 2t_d t_{ad} U_a^\theta \times \left\{ \sin^2 \gamma_{sc}^a \left[(\delta t_{ad} \cos \alpha_c^a)^2 + (\sigma t_d \cos \alpha_c^a)^2 + (\sigma T_1)^2 \right] + (\sigma \Psi_1^a)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} + 2t_d t_{ad} U_b^\theta \left\{ \left[(\delta t_{ad})^2 + (\delta t_d)^2 + (\sigma T_1)^2 \right] \times \left[\cos^2 \chi_\theta \sin^2 \gamma_{sc}^b + (\sigma \Psi_1^b)^2 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}.$$

Similarly, the inaccuracies in the transmission of detectors in the errors of the voltages \dot{U}_6 , \dot{U}_7 and \dot{U}_8 are taken into account.

In the process of detection, variables can be formed. However, they can be filtered entirely, and their influence can be almost neglected.

In mode *A*, in the presence of noise (source *b*) the voltages \dot{U}_9 and \dot{U}_{10} (5) are used. For the analysis of errors, the values of their amplitudes can be written as:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_9 &= t_d |\dot{U}_9| = \\ &= t_d \sqrt{(t_{ad} U_5)^2 + (t_{ad} U_8)^2 - 2(t_{ad} U_5)(t_{ad} U_8) \cos \psi}; \\ \dot{U}_{11} &= t_d |\dot{U}_{11}| = \\ &= t_d \sqrt{(t_{ad} U_5)^2 + (t_{ad} U_8)^2 + 2(t_{ad} U_5)(t_{ad} U_8) \cos \psi}, \end{aligned} \right\}$$

where ψ is the phase shift between phases of vectors \dot{E}_a^θ and \dot{E}_a^ψ ; $U_5 = 2t_{ad} U_a^\theta \sin \alpha_s^a \sin \gamma_{sc}^a$ is the amplitude of voltage \dot{U}_5 ; $U_8 = 2t_{ad} U_a^\theta \cos \chi \sin \alpha_s^a \sin \gamma_{sc}^a$ is the amplitude of the voltage \dot{U}_8 .

The following notation is introduced to obtain

$$\left. \begin{aligned} U_9 &= 2t_d t_{ad}^2 \sin \alpha_s^a \sin \gamma_{sc}^a U_a^\Delta; \\ U_{11} &= 2t_d t_{ad}^2 \sin \alpha_s^a \sin \gamma_{sc}^a U_a^\Sigma; \\ U_a^\Delta &= \sqrt{(U_a^\theta)^2 + (U_a^\psi \cos \chi)^2 - 2U_a^\theta U_a^\psi \cos \chi \cos \psi}; \\ U_a^\Sigma &= \sqrt{(U_a^\theta)^2 + (U_a^\psi \cos \chi)^2 + 2U_a^\theta U_a^\psi \cos \chi \cos \psi}. \end{aligned} \right\}$$

RMS errors of the voltages \dot{U}_9 and \dot{U}_{11} are expressed through the coefficient of sensitivity

$$\sigma U_9 = \sqrt{(\delta T_2 U_9)^2 + (K_5^9 \sigma U_5)^2 + (K_8^9 \sigma U_8)^2};$$

$$\sigma U_{11} = \sqrt{(\delta T_2 U_{11})^2 + (K_5^{11} \sigma U_5)^2 + (K_8^{11} \sigma U_8)^2},$$

where $\sigma T_2 = \sqrt{(\delta t_d)^2 + (\delta t_{ad})^2}$ is the errors in transmissions of detectors and adders of the LC block of

the 2nd level ($T_2 = t_d t_{ad}$); $K_5^9 = T_2 \frac{U_a^\theta - U_a^\psi \cos \chi \cos \psi}{U_a^\Delta}$

is the sensitivity factor of the voltage U_9 to the instrumental error of the voltage \dot{U}_5 ;

$K_8^9 = T_2 \frac{U_a^\psi \cos \chi - U_a^\theta \cos \psi}{U_a^\Delta}$ is the sensitivity factor

of the voltage U_9 to the error of the voltage \dot{U}_8 ;

$K_5^{11} = T_2 \frac{U_a^\theta + U_a^\psi \cos \chi \cos \psi}{U_a^\Delta}$ is the sensitivity factor of

the voltage U_{11} to the error of the voltage \dot{U}_5 ;

$K_8^{11} = T_2 \frac{U_a^\psi \cos \chi + U_a^\theta \cos \psi}{U_a^\Delta}$ is the sensitivity factor of

the voltage U_{11} to the error of the voltage \dot{U}_8 .

On the next step, the received voltage in the mode *A* with noise is used to calculate the parameters of the electromagnetic field of the source *a*.

The phase shift calculated by the formula

$$\cos \psi = \frac{U_{11}^2 - U_9^2}{4T_2^2 U_5 U_8}.$$

From this formula, it follows that the error of the trigonometric function is equal to

$$\sigma(\cos \psi) = \sqrt{\frac{(K_9^\psi \sigma U_9)^2 + (K_{11}^\psi \sigma U_{11})^2}{+ \cos^2 \psi [(2\delta T_2)^2 + (\sigma U_5)^2 + (\sigma U_8)^2]},}$$

where $K_9^\psi = -\frac{U_9^2}{2T_2^2 U_5 U_8}$ is the sensitivity to change of

the voltage U_9 ; $K_{11}^\psi = \frac{U_{11}^2}{2T_2^2 U_5 U_8}$ is the sensitivity to

change of the voltage U_{11} .

The ratio of the meridional component of the field intensity to the azimuthal value is estimated as

$$m = \frac{U_5}{U_8} \cos \chi.$$

The mean square error of the ratio m is defined as

$$\sigma m = m \sqrt{(\sigma U_5)^2 + (\sigma U_8)^2 + (\operatorname{tg} \chi \Delta \varphi)^2}. \quad (21)$$

The tangent of the double angle of inclination of the polarization ellipse is equal

$$\operatorname{tg} 2\gamma = \frac{2m \cos \psi}{m^2 - 1}. \quad (22)$$

Using the formula (22) can be found

$$\sigma\gamma = \frac{m}{(m^2 + 1)^2 - 4m^2 \sin^2 \psi} \left\{ (m^2 - 1)^2 (\sin \psi \Delta \psi)^2 + \frac{1}{2} \right. \\ \left. + (m^2 + 1)^2 (\cos \psi \sigma m)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (23)$$

Another important polarization parameter is the ellipticity coefficient, which is calculated by the formula

$$K_e = \sqrt{\frac{m \sin^2 \gamma - \sin 2\gamma \cos \psi + \frac{1}{m} \cos^2 \gamma}{m \cos^2 \gamma + \sin 2\gamma \cos \psi + \frac{1}{m} \sin^2 \gamma}}. \quad (24)$$

The errors of his calculation are defined as

$$\sigma K_e = \frac{m^2 + 1}{m K_e Q^2} \sqrt{(K_m^e \sigma m)^2 + (K_\gamma^e \sigma \gamma)^2 + (K_\psi^e \Delta \psi)^2}, \quad (25)$$

where $Q = m \cos^2 \gamma + \sin 2\gamma \cos \psi + \frac{1}{m} \sin^2 \gamma$;

$K_m^e = \frac{m^2 - 1}{m(m^2 + 1)} \sin \gamma \cos \gamma \cos \psi - \frac{1}{m^2 + 1} \cos 2\gamma$ is the

sensitivity of the ellipticity coefficient to the errors of the

value m ; $K_\gamma^e = \frac{m^2 - 1}{m} \sin \gamma \cos \gamma - \cos 2\gamma \cos \psi$ is the

sensitivity of the ellipticity coefficient to the errors of the

angle γ ; $K_\psi^e = \sin \gamma \cos \gamma \sin \psi$ is the sensitivity of the

ellipticity coefficient to the errors of the angle ψ .

Measurement errors of the meridional and azimuthal components of the vector of the electric field intensity are determined from the correlations. This correlations bind magnitudes E_a^θ and E_a^φ with the voltages U_5 and U_8 , or from the expressions (16) and (17) in modes B and C .

According to the formula, which is shown in the work [19], can be written

$$E_a^\theta = \frac{U_5}{2T_1 T_2 \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_{sc} \cos \chi)}.$$

Based on this ratio, the RMS value of the absolute error can be obtained

$$\sigma E_a^\theta = E_a^\theta \left\{ \left(\sigma U_5 / U_5 \right)^2 + (\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2 + \right. \\ \left. + (K_\chi^E \Delta \varphi)^2 + (K_d^E \delta d)^2 + (K_{d_{sc}}^E \delta d_{sc})^2 \right\}^{\frac{1}{2}},$$

where $K_\chi^E = [k_a d \cos \chi \operatorname{ctg}(k_a d \sin \chi) - k_a d_{sc} \sin \chi \operatorname{ctg}(k_a d_{sc} \cos \chi)]$

of the calculation result to the azimuthal angle error;

$K_d^E = k_a d \sin \chi \operatorname{ctg}(k_a d \sin \chi)$ is the sensitivity of the

calculated value of the field intensity to the errors in the distances between the elements of the antenna array;

$K_{d_{sc}}^E = k_a d_{sc} \cos \chi \operatorname{ctg}(k_a d_{sc} \cos \chi)$ is the sensitivity of the calculated value of the field intensity to the errors in the distances from the vibrator to the screen.

The formula for the azimuthal component of the electric field intensity is written as

$$E_a^\varphi = \frac{U_8}{2T_1 T_2 \cos \chi \sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_{sc} \cos \chi)}.$$

The error in calculating the azimuthal component of the field intensity is equal to

$$\sigma E_a^\varphi = E_a^\varphi \left\{ \left(\sigma U_8 / U_8 \right)^2 + (\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2 + \right. \\ \left. + (K_{\chi\varphi}^E \Delta \varphi)^2 + (K_d^E \delta d)^2 + (K_{d_{sc}}^E \delta d_{sc})^2 \right\}^{\frac{1}{2}},$$

where the sensitivity coefficient to the errors of the azimuth angle is somewhat different from K_χ^E , namely

$$K_{\chi\varphi}^E = K_\chi^E - \operatorname{tg} \chi [\sin(k_a d \sin \chi) \sin(k_a d_{sc} \cos \chi)]^{-1}.$$

From the expressions for the sensitivity coefficient K_d^E , it follows that the inaccuracy in the dimension d can limit the resolution of the antenna system.

In the absence of radiation at frequencies that are close to the frequency of the source a ($E_b = 0$), processes in the antenna system differ significantly from methods with interference suppression. In this case the formula (21) is simplified

$$\sigma m = m \sqrt{(\sigma U_6)^2 + (\sigma U_7)^2}.$$

The remaining polarization parameters and their errors are calculated by the formulas (22), (23), (24) and (25).

The meridional and azimuthal components of the electric field intensity vector can be calculated by the voltages U_7 and U_6 :

$$\left. \begin{aligned} E_a^\theta &= \frac{U_7}{2T_1 T_2 \sin k d_{sc}}; \\ E_a^\varphi &= \frac{U_6}{2T_1 T_2 \sin k d_{sc}}. \end{aligned} \right\}$$

The mean square error of the estimates of the field intensity components are equal to

$$\sigma E_a^0 = \sqrt{[(\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2 + (kd_{sc} \text{ctg} kd_{sc})^2 \times (\delta d_{sc})^2] (E_a^0)^2 + \left(\frac{\sigma U_7}{2T_1 T_2 \sin kd_{sc}} \right)^2};$$

$$\sigma E_a^\varphi = \sqrt{[(\sigma T_1)^2 + (\sigma T_2)^2 + (kd_{sc} \text{ctg} kd_{sc})^2 \times (\delta d_{sc})^2] (E_a^\varphi)^2 + \left(\frac{\sigma U_6}{2T_1 T_2 \sin kd_{sc}} \right)^2}.$$

From last formulas it follows that the bandwidth of the antenna system depends primarily on the error δd_{sc} , that is the accuracy of establishing the distances between the phase centers of the antenna elements and the screen.

4 EXPERIMENTS

The Mathcad was used to construct experimental graphs. The study of dependences of measurement errors of polarization parameters was chosen as an example for proving the correctness of the derived relations. For this reason, the above formulas (23), (24), and (25) were used. It was decided in these formulas to fix the next components of the relative and absolute errors in measuring the inclination angle of the polarization ellipse and the ellipticity coefficient. The error in determining the ratio of the meridional component \dot{E}_a^0 of the field intensity to the azimuthal \dot{E}_a^φ is $\sigma m = 0.01$. This error σm , following formula (21), in turn, depends on errors in determining voltages U_5 and U_8 , angle of separation of radiation sources and error in determining the azimuthal angle in case of operating mode *A*. $\Delta\psi = 1$ deg is the error in determining the phase shift between the phases of the vectors \dot{E}_a^0 and \dot{E}_a^φ . An increase in these components leads to a sharp increase in errors in measuring the polarization parameters and changing like their dependences.

5 RESULTS

In Fig. 3 dependences of the error in measuring the angle of inclination of the polarization ellipse on the ratio of the meridional component of the field intensity to the azimuthal value are shown.

To build the dependence of the error in determining the polarization coefficient on the inclination angle of the polarization ellipse (Fig. 4). The error in determining the inclination angle of the polarization ellipse was chosen as $\sigma\gamma = 0.5$ grad (≈ 0.009 rad). The value of the error in determining the coefficient of ellipticity inadmissibly increases with an increase in this error.

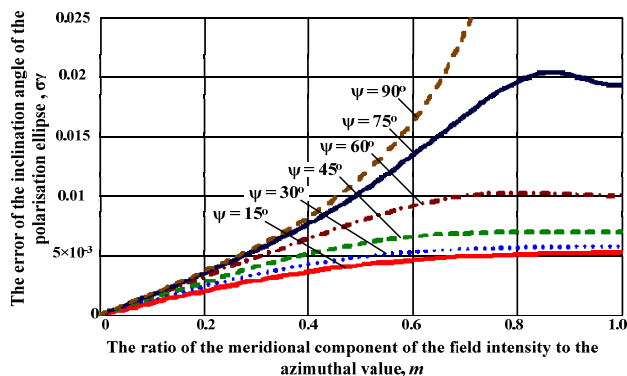


Figure 3 – Dependences of error in measuring the inclination angle of the polarization ellipse on the ratio *m*

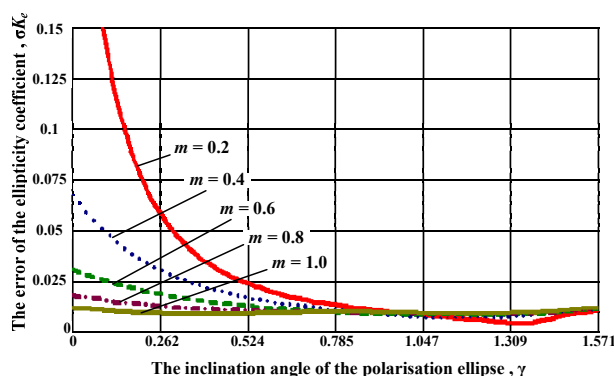


Figure 4 – Dependences of error in measuring the polarization coefficient on the inclination angle

6 DISCUSSION

From the results of modelling errors in measuring the polarization characteristics of the wave, the following conclusions can be drawn.

From the formula (23) and Fig. 3 it follows that when $\psi = 90^\circ$ and $m = 1$, the error in measuring the inclination angle of the polarization ellipse $\sigma\gamma$ becomes uncertain. Under these conditions, the wave polarization of the understudy becomes circular. Moreover, the angle of inclination γ of the polarization ellipse loses its meaning. It was using the formula (25) and graphs in

Fig. 4, it can be concluded that when $\gamma = 90^\circ$ and $m = 0$, the measurement error σK_e of the ellipticity coefficient also becomes uncertain. In this case, the wave polarization becomes linear, and the ellipticity coefficient K_e loses its meaning.

The smallest errors in measuring the polarization parameters are possible for the cases of linear polarization (when measuring the inclination angle of the polarization ellipse) and circular polarization (when measuring the ellipticity coefficient).

Based on the formulas obtained in work, the first level of the linear converter, which is built on linear adders, has the most significant influence on the errors in measuring the parameters of the investigated wave (polarization parameters, components of the electric field intensity).

CONCLUSIONS

In summary, this paper argued that the errors of measuring the electromagnetic field parameters by radiomonitoring antenna systems were researched. As an example, the low-element antenna array with a primary signal processing device was chosen. This antenna system provides the essential functions of radiomonitoring include the following: automated space inspection and radiation source detection, automatic determination of the angular coordinates of the radiation sources, interference suppression at frequencies close to the frequency of controlled radio emission, measurement of electric field intensity, measurement of the polarization parameters of the radiation field. The synthesized structural diagram of the antenna system is provided with auto-control circuits, which guarantees timely detection of failures and maintenance of the system in working order, as well as it is functioning within the precision characteristics laid down in the design.

The scientific novelty. In the article, the mathematical model of the antenna system for radiomonitoring stations was built. The mathematical model takes into account the transmission coefficients of the most important structural components. To simplify the determination of instrumental errors, the number of variable informative voltages were limited.

The practical significance. As a result of mathematical analysis, analytical expressions were obtained to assess the influence of structural elements on the accuracy of measurement processes. The dependences of the measurement errors of the main field parameters on the RMS errors of the voltages at each stage of the signal processing in the structural diagram are shown. That makes it possible to accurately determine the circuit node that most affects the measurement error of a specific parameter of the electromagnetic field.

It was found that angular resolution depends not only on the directivity of the antenna array but also on the accuracy of establishing the distances between the phase centres of real and virtual antenna elements. The operating bandwidth of the antenna array is limited not only by the deformation of the pattern but also by the errors of the antenna element design.

Prospects for further research. Future studies could fruitfully explore the accuracy of the antenna system operation further by simulation using MATLAB software. Additionally, an experimental study is planned using different types of elements in the antenna array.

REFERENCES

1. Ivanov V. O., Gabrusenko Y. I., Ilitskiy L. Ya., Shcherbina O. A. Elektromagnitna sumisnist' radioelektronnoyi aparatury: navchal'nyy posibnyk. Kyiv, NAU, 2014, 312 p.
2. Morgan D. A Handbook for EMC Testing and Measurement. Stevenage, Institution of Engineering and Technology, 1994, 304 p. DOI: 10.1049/PBEL008E
3. Slobodyanyuk P. V. Blagodarniy V.G. Spravochnik dlya inzhenerov po radiomonitoringu. Kiev, 2012, 720 p.
4. Proesch R. Technical Handbook for Radio Monitoring HF. Norderstedt, Books on Demand GmbH, 2013, 564 p.
5. Proesch R., Daskalaki-Proesch A. Technical Handbook for Radio Monitoring VHF/UHF. Norderstedt, Books on Demand GmbH, 2015, 442 p.
6. Ilitskiy L. Ya., Sibruk L. V., Slobodyanyuk P. V., Blagodarniy V. G. Anteny telekomunikatsiynykh i monitorynhovykh system. Kyiv, Ukrainy's'kyi derzhavnyy tsentr radiochastot, 2012, 240 p.
7. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. 4th Edition. New Jersey, John Wiley & Sons, 2016, 534 p.
8. Haupt R.L. Antenna Arrays: A Computational Approach. New Jersey, John Wiley & Sons, 2010, 1095 p. DOI: 10.1002/9780470937464
9. Hacene Y., Shuguo X. Study of a Novel Ultra-Wideband Monopole Antenna for EMC Measurement Applications, *IEEE 6th Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics (CEEM), Shina, 6–9 November, 2012: proceedings.* Shanghai, 2012, pp. 393–395. DOI: 10.1109/CEEM.2012.6410651
10. Yang J., Kishk A. A. Two New Types of Compact Ultra-wideband Antennas for EMC Measurements / J. Yang, // *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2014), Sweden, 1–4 September, 2014: proceedings.* Gothenburg, 2014, pp. 5–8. DOI: 10.1109/EMCEurope.2014.6930866
11. Chen G.-Yu, Sun J.-S., Huang S.-Yi et al. The Tapered TEM Horn Antenna Design for EMC and Radiation Measurement, *IEEE 7th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory (ISAPE), China, 26–29 October, 2006: proceedings.* Guilin, 2006, pp. 1–4. DOI: 10.1109/ISAPE.2006.353353
12. Hou Z., Weimin L., Jian W., Laixuan M. A Novel Small Sized Biconical Broadband Antenna for EMC Test Application, *IEEE Circuits and Systems International Conference on Testing and Diagnosis (CAS-ICTD), China, 28–29 April, 2009: proceedings.* Chengdu, 2009, pp. 1–4. DOI: 10.1109/CAS-ICTD.2009.4960763
13. Du R., Wang J., Liu F., Zhou Q. An Effective Nulls Control Method, *IEEE 3rd International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE), China, 27–29 October, 2009: proceedings.* Beijing, 2009, pp. 666–668. DOI: 10.1109/MAPE.2009.5355629
14. Ioannides P., Balanis C. A. Uniform Circular and Rectangular Arrays for Adaptive Beamforming Applications, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2005, Vol. 4, No. 1, pp. 351–354. DOI: 10.1109/LAWP.2005.857039
15. Haupt R.L. Adaptively Thinned Arrays, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015, Vol. 63, No. 4, pp. 1626–1632. DOI: 10.1109/TAP.2015.2394785
16. Fan X., Xiao S. Q., Wang Y. L. A Novel Symmetric Weighted Thinned Array with Pattern Reconfigurable Antenna to Achieve Wide-Angle Scanning with Low Side Lobe Level, *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), China, 1–3 July, 2015: proceedings.* Suzhou, 2015, pp. 1–4. DOI: 10.1109/IMWS-AMP.2015.7324971
17. Ilitskiy L. Ya., Shcherbina O. A. Antenna system for measuring electromagnetic field parameters, *Radioelectronics and Communications Systems*, 2014, Vol. 57, No. 1, pp. 50–60. DOI: 10.3103/S073527271401004X

18. Ilnitskiy L. Ya., Shcherbyna O. A., Mykhalchuk I. I. Metrological characteristics of antenna system for measuring electromagnetic field parameters, *Radioelectronics and Communications Systems*, 2016, Vol. 59, No. 3, pp. 141–149. DOI: 10.3103/S0735272716030055
19. Ilnitskiy L., Shcherbyna O., Mykhalchuk I. Antenna System of Radiomonitoring with Advanced Features, *IEEE 4th International Conference Methods and Systems of Navigation and Motion Control (MSNMC)*, Ukraine, 18–20 October, 2016: proceedings. Kyiv, 2016, pp. 67–71. DOI: 10.1109/MSNMC.2016.7783108
20. Ilnitskiy L., Shcherbyna O., Mykhalchuk I., Kozhokhina L. The Antenna Array with Ring Elements, *Signal Processing Symposium (SPSympo)*, Poland, 12–14 September, 2017: proceedings. Jachranka Village, 2017, pp. 1–4. DOI: 10.1109/SPS.2017.8053700

Received 19.08.2020.
Accepted 21.09.2020.

УДК 621.396.67

ХАРАКТЕРИСТИКИ ТОЧНОСТІ АНТЕН РАДІОМОНІТОРИНГУ

Щербина О. А. – канд. техн. наук, доцент кафедри електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей, Національний авіаційний університет, Київ, Україна.

Льницький Л. Я. – д-р техн. наук, професор кафедри радіоелектронних пристроїв та систем, Національний авіаційний університет, Київ, Україна.

Михальчук І. І. – асистент кафедри електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей, Національний авіаційний університет, Київ, Україна.

Кожохіна О. В. – канд. техн. наук, доцент кафедри авіоніки, Національний авіаційний університет, Київ, Україна.

АНОТАЦІЯ

Актуальність. Постійне збільшення кількості радіоелектронного обладнання призводить до все більшого ускладнення електромагнітної обстановки. Для забезпечення електромагнітної сумісності потрібен постійний моніторинг, а також розробка якісної універсальної антени для систем радіомоніторингу.

Мета роботи – побудова математичної моделі антенної системи для станцій радіомоніторингу та розрахунок її основних характеристик точності.

Метод. Найбільш важливими метрологічними характеристиками вимірювального засобу є методична і інструментальна похибки, тобто залежність цих похибок від параметрів конструктивних елементів, на яких будується пристрій обробки сигналів, що інтегрується з антенною решіткою. Отже, потрібно побудувати математичну модель антенної системи, в якій враховані були б не ідеалізовані, а реальні коефіцієнти передачі найбільш важливих конструктивних складових. Крім того, для забезпечення прозорих функціональних зв'язків між напругами в математичній моделі слід обмежити кількість змінних інформативних напруг. При такому підході визначення інструментальних похибок суттєво спроститься і аналітичні вирази стануть більш придатними для оцінки впливу конструктивних елементів на точність вимірювальних процесів.

Результати. Отримані аналітичні співвідношення, які розкривають вплив різних елементів і схем пристрою на точність вимірювання параметрів полів випромінювань.

Висновки. Представлена антена система забезпечує вимірювання основних параметрів поля випромінювання як в умовах задовільної електромагнітної обстановки, так і в умовах, коли на частоті корисного сигналу діє інше джерело випромінювання. Кутова розрізняльна здатність, тобто можливість виокремлювати сигнали при незначних кутових рознесеннях джерел сигналу і завади залежить не тільки від характеристики спрямованості антенної решітки, але й від точності встановлення відстаней між фазовими центрами реальних і віртуальних вібраторів. Робочий діапазон частот антенної решітки обмежується не лише деформацією діаграми спрямованості, але і похибками виконання конструктивних елементів антени.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: системи радіомоніторингу, антена решітка, характеристики точності, методичні помилки, інструментальні помилки.

УДК 621.396.67

ХАРАКТЕРИСТИКИ ТОЧНОСТІ АНТЕНН РАДІОМОНІТОРИНГА

Щербина О. А. – канд. техн. наук, доцент кафедри електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей, Національний авіаційний університет, Київ, Україна.

Льницький Л. Я. – д-р техн. наук, професор кафедри радіоелектронних приборів і систем, Національний авіаційний університет, Київ, Україна.

Михальчук І. І. – асистент кафедри електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей, Національний авіаційний університет, Київ, Україна.

Кожохіна О. В. – канд. техн. наук, доцент кафедри авіоніки, Національний авіаційний університет, Київ, Україна.

АННОТАЦІЯ

Актуальність. Постоянное увеличение количества радиоэлектронных средств ведет к все большему усложнению электромагнитной обстановки. Это требует постоянного мониторинга для обеспечения электромагнитной совместимости, а также разработки универсальных антенных систем радиоуправления.

Цель работы – построение математической модели антенной системы для станций радиомониторинга и расчет ее основных характеристик точности.

Метод. Наиболее важными метрологическими характеристиками измерительного средства являются методическая и инструментальная погрешности, то есть зависимость этих погрешностей от параметров конструктивных элементов устройства обработки сигналов, которое интегрируется с антенной решеткой. Следовательно, математическая модель

антенной системы должна учитывать не идеализированные, а реальные коэффициенты передачи наиболее важных конструктивных составляющих. Кроме того, для обеспечения прозрачных функциональных связей между напряжениями в математической модели было ограничено количество переменных информативных напряжений. При таком подходе определения инструментальных погрешностей существенно упрощается и аналитические выражения станут более пригодными для оценки влияния конструктивных элементов на точность измерительных процессов.

Результаты. Получены аналитические соотношения, которые раскрывают влияние различных элементов и цепей прибора на точность измерений параметров полей излучений.

Выводы. Представленная антенная система обеспечивает измерение основных параметров поля излучения как в условиях удовлетворительной электромагнитной обстановки, так и в условиях, когда на частоте полезного сигнала действует другой источник излучения. Угловая разрешающая способность, то есть возможность выделять сигналы при незначительных угловых разнесении источников сигнала и помехи, зависит не только от характеристики направленности антенной решетки, но и от точности установления расстояний между фазовыми центрами реальных и виртуальных вибраторов. Рабочий диапазон частот антенной решетки ограничивается не только деформацией диаграммы направленности, но и погрешностями выполнения конструктивных элементов антенны.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: системы радиомониторинга, антенная решетка, характеристики точности, методические ошибки, инструментальные ошибки.

ЛИТЕРАТУРА / LITERATURA

1. Електромагнітна сумісність радіоелектронної апаратури: навчальний посібник / [В. О. Іванов, Є. І. Габрусенко, Л. Я. Ільницький, О. А. Щербина]. – К. : НАУ, 2014. – 312 с.
2. Morgan D. A Handbook for EMC Testing and Measurement / D. Morgan. – Stevenage: Institution of Engineering and Technology, 1994. – 304 p. DOI: 10.1049/PBEL008E
3. Слободянюк П. В. Справочник для інженерів по радіомоніторингу / П. В. Слободянюк, В. Г. Благодарний. – Київ, 2012. – 720 с.
4. Proesch R. Technical Handbook for Radio Monitoring HF / R. Proesch. – Norderstedt: Books on Demand GmbH, 2013. – 564 p.
5. Proesch R. Technical Handbook for Radio Monitoring VHF/UHF / R. Proesch, A. Daskalaki-Proesch. – Norderstedt: Books on Demand GmbH, 2015. – 442 p.
6. Антени телекомунікаційних і моніторингових систем / [Л. Я. Ільницький, Л. В. Сібрук, П. В. Слободянюк, В. Г. Благодарний]. – К. : Український державний центр радіочастот, 2012. – 240 с.
7. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. 4th Edition / C. A. Balanis. – New Jersey : John Wiley & Sons, 2016. – 534 p.
8. Haupt R.L. Antenna Arrays: A Computational Approach / R. L. Haupt. – New Jersey: John Wiley & Sons, 2010. – 1095 p. DOI: 10.1002/9780470937464
9. Hacene Y. Study of a Novel Ultra-Wideband Monopole Antenna for EMC Measurement Applications / Y. Hacene, X. Shuguo // IEEE 6th Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics (CEEM), Shina, 6–9 November, 2012: proceedings. – Shanghai, 2012. – P. 393–395. DOI: 10.1109/CEEM.2012.6410651
10. Yang J. Two New Types of Compact Ultra-wideband Antennas for EMC Measurements / J. Yang, A. A. Kishk // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2014), Sweden, 1–4 September, 2014: proceedings. – Gothenburg, 2014. – P. 5–8. DOI: 10.1109/EMCEurope.2014.6930866
11. The Tapered TEM Horn Antenna Design for EMC and Radiation Measurement / [G.-Yu Chen, J.-S. Sun, S.-Yi Huang, et al.] // IEEE 7th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory (ISAPE), China, 26–29 October, 2006: proceedings. – Guilin, 2006. – P. 1–4. DOI: 10.1109/ISAPE.2006.353353
12. A Novel Small Sized Biconical Broadband Antenna for EMC Test Application / [Z. Hou, L. Weimin, W. Jian, M. Laixuan] // IEEE Circuits and Systems International Conference on Testing and Diagnosis (CAS-ICTD), China, 28–29 April, 2009: proceedings. – Chengdu, 2009. – P. 1–4. DOI: 10.1109/CAS-ICTD.2009.4960763
13. An Effective Nulls Control Method / [R. Du, J. Wang, F. Liu, Q. Zhou] // IEEE 3rd International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE), China, 27–29 October, 2009: proceedings. – Beijing, 2009. – P. 666–668. DOI: 10.1109/MAPE.2009.5355629
14. Ioannides P. Uniform Circular and Rectangular Arrays for Adaptive Beamforming Applications / P. Ioannides, C. A. Balanis // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2005, Vol. 4, № 1. – P. 351–354. DOI: 10.1109/LAWP.2005.857039
15. Haupt R.L. Adaptively Thinned Arrays / R. L. Haupt // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2015, Vol. 63, № 4. – P. 1626–1632. DOI: 10.1109/TAP.2015.2394785
16. A Novel Symmetric Weighted Thinned Array with Pattern Reconfigurable Antenna to Achieve Wide-Angle Scanning with Low Side Lobe Level / [X. Fan, S. Q. Xiao, Y. L. Wang] // IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), China, 1–3 July, 2015: proceedings. – Suzhou, 2015. – P. 1–4. DOI: 10.1109/IMWS-AMP.2015.7324971
17. Antenna system for measuring electromagnetic field parameters / L. Ya. Ilnitskiy, O. A. Shcherbina // Radioelectronics and Communications Systems. – 2014, Vol. 57, № 1. – P. 50–60. DOI: 10.3103/S073527271401004X
18. Metrological characteristics of antenna system for measuring electromagnetic field parameters / [L. Ya. Ilnitskiy, O. A. Shcherbina, I. I. Mykhalchuk] // Radioelectronics and Communications Systems. – 2016, Vol. 59, № 3. – P. 141–149. DOI: 10.3103/S0735272716030055
19. Antenna System of Radiomonitoring with Advanced Features / [L. Ilnitskiy, O. Shcherbina, I. Mykhalchuk] // IEEE 4th International Conference Methods and Systems of Navigation and Motion Control (MSNMC), Ukraine, 18–20 October, 2016: proceedings. – Kyiv, 2016. – P. 67–71. DOI: 10.1109/MSNMC.2016.7783108
20. The Antenna Array with Ring Elements / [L. Ilnitskiy, O. Shcherbina, I. Mykhalchuk, L. Kozhokhina] // Signal Processing Symposium (SPSymo), Poland, 12–14 September, 2017: proceedings. – Jachranka Village, 2017. – P. 1–4. DOI: 10.1109/SPS.2017.8053700

МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

MATHEMATICAL AND COMPUTER MODELING

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

УДК 004.9

АНАЛІЗ ПІДХОДІВ ДО МОДЕЛЮВАННЯ ТА ВЕРИФІКАЦІЇ КІБЕРФІЗИЧНИХ СИСТЕМ

Коротунов С. Ю. – аспірант кафедри програмних засобів Національного університету «Запорізька політехніка», Запоріжжя, Україна.

Табунщик Г. В. – канд. техн. наук, доцент, професор кафедри програмних засобів Національного університету «Запорізька політехніка», Запоріжжя, Україна.

АНОТАЦІЯ

Актуальність. Сучасні тенденції в продуктивності та складності вимог до використання систем вимагають принципово нових підходів до проектування, в яких кібернетичні та фізичні компоненти інтегруються на різних етапах. Кіберфізичні системи оточують людину майже у всіх сферах існування, починаючи з помешкань та транспорту і закінчуючи медичними апаратами та міжрегіональними електромережами. Тому верифікація та перевірка таких систем є актуальною задачею сьогодення. В таких системах програмне забезпечення та фізичні підсистеми працюють у різних часових та просторових вимірах, взаємодіють різними способами. Розглянуто основні підходи до верифікації кіберфізичних систем. Об'єктом досліджень є процес верифікації кіберфізичних систем, предметом – методи верифікації кіберфізичних систем, моделі та логіки що використовуються при формальній верифікації.

Мета. Мета роботи полягає в проведенні аналізу підходів до верифікації кіберфізичних систем, з деталізацією окремих етапів, таких як вибір моделей, інструментів верифікації, та, власно, методів верифікації.

Метод. Основними методами, що викладені в роботі, є методи формальної верифікації кіберфізичних систем, а саме – симуляція, доведення теорем, символічне виконання та перевірка моделі. Детально розглянуто методологію методу перевірки моделі – модель Кріпке та темпоральні логіки: логіка дерев обчислень та логіка лінійного часу. Також проведено моделювання з використанням скінчених автоматів.

Результати. Виконано моделювання кіберфізичної системи у вигляді створення моделі Кріпке, що дозволило описати всі стани системи, необхідні для виконання формальної верифікації.

Висновки. Проведено дослідження характеристик кіберфізичних систем, виконано аналіз методів верифікації таких систем. Зазначені недоліки стандартної методології, які більш за все стосуються етапу моделювання кіберфізичних систем. Доведено найбільшу перспективність методу перевірки моделі, для якого розглянуто основну методологію. Дано характеристику моделям Кріпке та темпоральним логікам як основним елементам методу перевірки моделі. Показано можливість використання скінчених автоматів, а саме моделей Кріпке, для моделювання елементів кіберфізичної системи. Наукова новизна роботи полягає в тому що було розроблено моделі кіберфізичних систем, які, на відміну від існуючих, засновані на моделях Кріпке, що дозволяє зробити детальний опис усіх станів системи, що, у свою чергу, є важливим кроком для виконання верифікації такої системи. Практичною цінністю роботи є розроблені моделі електронезалежної станції альтернативної енергетики, що дозволяють автоматизувати процес зарядки електричних транспортних засобів. Були реалізовані цифрові двійники, які дозволяють моделювати процеси електронезалежної станції альтернативної енергетики. Розроблені двійники використовуються при вивченні дисциплін при підготовки бакалаврів та магістрів спеціальності 121 комп'ютерні науки.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: верифікація, кіберфізична система, модель Кріпке, скінченний автомат, темпоральна логіка, перевірка моделі, симуляція.

АБРЕВІАТУРИ

NCSWT – networked control systems wind tunnel;
SPF – symbolic pathfinder;
STHA – spatio-temporal hybrid automata;
WCPS – wireless cyber-physical simulator;
ДСА – детермінований скінченний автомат;

КФС – кіберфізична система;
ЛДО – логіка дерев обчислень;
ЛЛЧ – логіка лінійного часу;
НСА – недетермінований скінченний автомат;
СА – скінченний автомат.

НОМЕНКЛАТУРА

δ – ряд перехідних функцій;
 π – шлях в моделі Кріпке;
 Σ – кінцевий непустий вхідний алфавіт;
 φ – формула темпоральних логік;
 ψ – формула темпоральних логік;
 AP – набір елементарних тверджень;
 a – швидкість розпаду (вказує на швидкість зміни температури);
 F – функція зміни стану системи;
 G – набір приймаючих станів;
 L – функція маркування, яка позначає кожний стан структури набором атомних тверджень;
 M – модель Кріпке;
 p – довільне елементарне твердження з набору атомних тверджень;
 Q – кінцевий набір станів;
 q – довільне елементарне твердження з набору атомних тверджень
 q_0 – початковий стан;
 R – перехідне відношення;
 S – сукупність станів;
 S_0 – набір початкових станів;
 S_1 – довільний стан моделі з набору станів;
 S_2 – довільний стан моделі з набору станів;
 S_3 – довільний стан моделі з набору станів;
 T – температура в кімнаті;
 T_{heater} – температура нагрівача (номінальна потужність);
 T_{max} – максимально допустима температура;
 T_{min} – мінімально допустима температура;
 T_{out} – температура поза кімнатою;
 t – час;
 u – сигнал, який вказує чи ввімкнений нагрівач;
 x – стан системи (скалярний або векторний).

ВСТУП

Термін КФС був впроваджений у 2006 році Національним науковим фондом США [1]. Він описує широкий спектр складних, багатопрофільних інженерних систем наступного покоління, які інтегрують вбудовані обчислювальні технології (кібернетичну частину) в фізичну систему. КФС набувають популярності та розповсюдження. Практично кожен пристрій сьогодні має контролер, який зчитує вхідні дані через датчики, оброблює їх, а потім виконує дії за допомогою фізичних приводів та механізмів. КФС надають змогу поєднувати фізичні можливості (такі як рух, робота, або інші) з кібернетичними (обчислення, зв'язок, тощо) для вирішення проблем, які неможливо вирішити використовуючи виключно один вид можливостей.

Літаки [2], кардіостимулятори [3], сучасні електромережі [4] є прикладами таких систем, тому що робота фізичних компонентів визначається алгоритмами програмних компонентів, тобто кібернетичною складовою. Популярність КФС зростає в останні роки як в промисловості, так і в наукових дослідженнях, сьогодні вони представлені багатьма різноманітними критично важливими додатками [5].

В КФС програмне забезпечення і фізичні підсистеми тісно пов'язані між собою, вони працюють в різних часових і просторових вимірах, демонструючи різноманітні поведінкові структури і взаємодіють різними способами [6]. Сучасні тенденції в продуктивності та складності вимог до використання систем вимагають принципово нових підходів до проектування, в яких кібернетичні та фізичні компоненти інтегруються на різних етапах.

До основних властивостей КФС належать наступні [7]:

- високий ступінь автоматизації,
- реорганізація / реконфігурація динаміки,
- кібернетичні можливості кожного фізичного компонента,
- здатність працювати на різних масштабах,
- інтеграція на різних часових і просторових вимірах.

Через високу складність сучасних комп'ютерних систем (мільйони рядків коду та мільярди транзисторів) неможливо повністю уникнути помилок. Це стосується не тільки прикладного програмного забезпечення, але й критичних компонентів, таких як апаратні засоби (пристрої вводу-виводу, мікропроцесори) і програмного забезпечення (компілятори, операційні системи). Очевидно, що системи, в розробці та реалізації яких зроблені помилки, можуть в тій чи іншій ситуації вести себе непередбачуваними способами.

Важливо розуміти, що помилки в комп'ютерних системах не є винятковими. Згідно зі статистикою, середня кількість помилок на тисячу рядків неналагодженого коду коливається в межах 15–50 [8]. Більше того, існує тенденція до деградації якості конструкції (мабуть, це є наслідком зростаючої складності систем і оптимізації витрат на їх створення) [9].

Поєднання комп'ютерних наук та інженерії для реалізації КФС викликає значні технологічні проблеми, які роблять верифікацію функціонування таких систем критично необхідною. КФС потребують координування між різноманітними підсистемами, які складаються з обчислювальних пристроїв, розподілених датчиків та виконавчих механізмів [10]. Датчики та виконавчі елементи повинні забезпечувати інтерфейс між фізичним та кібернетичним рівнями та адаптуються до часу, що змінюється в фізичному та кібернетичному контексті.

Об'єктом дослідження є процес верифікації КФС.

Предметом дослідження – методи верифікації КФС, моделі та логіки що використовуються при формальній верифікації.

Мета роботи – проведення аналізу підходів до верифікації КФС, деталізуючи окремі етапи, такі як вибір моделей, інструментів верифікації, та, власно, методів верифікації.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

КФС – це складні мережі обчислювальних систем, кожна з яких взаємодіє зі своїм фізичним середовищем шляхом обміну інформацією та енергією [11].

Подібні складні системи демонструють специфічну поведінку, що спостерігається лише тоді, коли мережева система розглядається в цілому, і не може бути оцінена простим додатком поведінки окремих компонентів. Проявами такої поведінки можуть бути макроскопічні властивості, які впливають на дії контролера, споживання ресурсів та експлуатаційні характеристики [12].

Одними з ключових інструментів, що використовуються для проектування та розробки КФС, є формальне моделювання та аналіз. Формальні моделі – це математичні конструкції, які можна використовувати для конкретизації поведінки складної системи з огляду на дискретну або безперервну зміну її параметрів.

Використовуючи формальні моделі, КФС можна сконструювати, використовуючи три етапи [13]:

- формальне моделювання: поведінку КФС можна відобразити за допомогою декількох безперервних або дискретних параметрів системи;

- верифікація: моделі можуть бути змодельовані у часі чи просторі або теоретично проаналізовані, щоб визначити, чи відповідає модель вимогам;

- валідація: моделі можуть бути реалізовані та оцінені в реальному середовищі або у віртуальній емуляції, що імітує середовище реального світу, щоб перевірити, чи відповідає реалізація вимогам.

Одним з найбільш актуальних розділів у вивченні КФС сьогодні є саме верифікація таких систем [14]. Адже при повсюдному розповсюдженні КФС, вкрай важливим стає можливість довести що такі системи будуть відмовостійкими та надійними навіть в критичні моменти та при непередбачених ситуаціях.

2 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

Верифікація – це процес перевірки відповідності системи (її моделі) вимогам, що пред'являються до неї. Якщо вона відповідає вимогам, така система називається коректною. В іншому випадку – некоректною, а факт невідповідності системи вимогам – помилкою. Таким чином, верифікацію можна визначити як процес аналізу системи на наявність або відсутність помилок в ній. Невизначений вирок також можливий, коли помилки не знайдені, але їхня відсутність не доведена.

Методи перевірки можна розділити на три основні групи [15]:

- формальні методи, які використовують математично строгий аналіз моделі програми та моделі вимог;

- методи тестування, що перевіряють фактичну поведінку програми на певному наборі сценаріїв;

- експертиза, проведена людьми на основі їх знань і досвіду безпосередньо щодо результатів проектування (наприклад, інспекція коду).

Кожна із зазначених груп методів має свої переваги і недоліки, кожна має свою область застосування. Повна верифікація складних систем відповідального призначення неможлива без спільного використання

різних підходів. Ця робота присвячена формальним методам верифікації програм.

Формальна верифікація базується на математичному (логічному) моделюванні та вимогах до нього [16]. Ідея така ж, як і при використанні моделей в інших областях знань:

- створена модель – ідеалізований опис досліджуваного об'єкта або явища;

- модель досліджується з використанням математичних методів;

- результати досліджень передаються реальному об'єкту або явищу.

Загальний алгоритм формальної верифікації [17] наступний:

- створюється формальна модель програми;

- створюється формальна модель вимог;

- формально верифікується відповідність моделі програми вимогам моделі;

- на підставі результатів тесту, робиться висновок, чи відповідає реальна програма реальним вимогам (іншими словами, що в програмі є або немає помилок).

Для представлення програмних моделей та моделей вимог використовуються мови формальної специфікації програм (мови моделювання) та мови формальної специфікації вимог відповідно.

Формальна верифікація КФС є нетривіальним завданням через їх стохастичну природу, нелінійність, тимчасовість. Наразі відомі декілька основних підходів до формальної верифікації КФС: симуляція, доведення теорем, символічне виконання та перевірка моделі.

Симуляція, або тестування КФС широко використовується при проектуванні бездротових мереж для верифікації взаємодії фізичного світу та мережевих компонентів. Так, представлений симулятор TrueTime [18] для оцінювання ефекту на продуктивність мережі безперервних систем управління. WCPS [19] симулює ефекти затримки мережі і втрати даних при роботі з управління цивільною інфраструктурою. PiccSIM [20] та NCSWT [21] інтегрують системи керування з бездротовими мережами для досягнення більш реалістичних моделей. Також багато робіт присвячено симуляції постійного трафіку в КФС [22, 23, 24].

Метод доведення теорем використовує математичну аргументацію для верифікації коректної роботи КФС. Інструмент доведення теорем KeYmaera [25] використовується разом з символічними обчисленнями для верифікації гібридних систем. Для верифікації КФС використовується STNA [26], що враховує просторову та часову природу КФС. Крім цього достатньо велика кількість робіт присвячена розробці автоматичних або напівавтоматичних інструментів для виконання верифікації методом доведення теорем [27, 28].

Метод символічного виконання виконується у якості аналізу КФС з метою автоматичної генерації тест-кейсів, що можуть виявити помилки у роботі КФС. При цьому змінні системи представлені у якості символів, а етапи роботи КФС – виразів над цими

символами. Таким чином, метод символічного виконання може автоматично створювати тест-кейси для програмного забезпечення КФС, які після цього можна симулювати на фізичній складовій системи для аналізу роботи всієї КФС при різних вхідних даних [29, 30]. Ще одним прикладом використання даного методу є SPF [31], що використовується для верифікації коду КФС, написаному для JAVA компілятора.

Перевірка моделі це ще один метод формальної верифікації, що можна використовувати для КФС [32]. Цей метод виконує перевірку математичної моделі на відповідність вимогам до системи, вираженим зазвичай у темпоральних логіках [33, 34].

При виконанні аналізу існуючої літератури можна виявити певні переваги та недоліки у всіх існуючих методах формальної верифікації КФС.

Так, метод симуляції (тестування) це найбільш швидкий та простий спосіб виявити помилки у системі. Він легко піддається автоматизації та може використовуватися як для кібернетичної, так і для фізичної складової КФС. Однак, він не враховує у верифікації виникнення подій та їхній таймінг під час роботи КФС. Такі події можуть навіть змінювати параметри системи, тим самим впливаючи на результати верифікації. А неможливість уточнення таймінгу призводить до погіршення якості та виникненню похибок при перевірці. А найбільшим недоліком є те, що хоча тестування і є надійним інструментом для виявлення помилок, воно не здатне довести та показати повну їх відсутність [35].

Метод доведення теорем є потужним інструментом для верифікації складних систем. Він зазвичай спрямований на доказ повної функціональної коректності системи. Однак він, у свою чергу, не дуже ефективний при спробах автоматичної верифікації, оскільки отримані докази можуть бути дуже довгими та важкими для розуміння навіть експертів у предметній області [36]. Крім цього, більшість робіт присвячених цьому методу використовують інваріантні параметри системи, роблячи неможливим верифікації критичних подій [37].

Метод символічного виконання використовує алгоритми для верифікації. Він відповідає семантиці традиційних мов програмування та зазвичай основну увагу приділяє ефективності системи. Добре автоматизується, однак, як і метод доведення теорем має проблеми при верифікації критичних подій. Крім цього основний фокус займає код розробленої програми, а не модель всієї системи.

Метод перевірки моделі вирішує певні проблеми перелічених методів, адже описує всі стани системи, з урахуванням подій та критичних випадків. Крім того існує можливість автоматизувати даний метод, а отже прискорити та полегшити верифікацію без залучення експерта. Ще однією важливою перевагою є можливість верифікації паралельних систем. Серед недоліків методу перевірки моделі можна навести те, що верифікація складних систем, зокрема КФС, призводить до комбінаторного зростання кількості станів системи

для перевірки, що, у свою чергу, призводить до зростання часу та необхідної обчислювальної пам'яті в порівнянні зі згаданими вище методами [38].

3 МАТЕРІАЛИ І МЕТОДИ

Перевірка моделі у загальному вигляді складається з наступних складових [39]:

– модель – необхідно використовувати таку модель, що зможе адекватно відобразити всі стани та переходи як фізичної, так і кіберфізичної частини КФС (а також комунікації між ними);

– специфікації – зазвичай використовуються формальні логіки, які дозволяють природньо описати вимоги до коректної поведінки КФС;

– алгоритми – у їх якості використовуються процедури прийняття рішень про коректність системи (чи відповідає модель вказаній формулі темпоральної логіки).

Зазвичай, перевірка моделей дозволяє не тільки оцінити коректність КФС, а й навести контр-приклади у разі висновку про некоректну поведінку системи.

Процес верифікації методом перевірки моделей починається зі створення моделі системи. У якості моделі станів та переходів найчастіше використовується модель Кріпке. Далі специфікації системи виражаються у формулах формальних логік, зазвичай використовуються темпоральні логіки. Після отримання φ , процедура прийняття рішення оцінює чи виконується вираз $M \models \varphi$, тобто чи є M моделлю формули φ .

Моделі Кріпке були введені у кінці 1950-х років Саулом Аароном Кріпке для логічного і філософського використання [40]. У загальному вигляді модель Кріпке є системою можливих світів і переходів між ними: кожен світ є статичним і інтерпретується традиційним чином. Її діаграма наведена на рис. 1. Модель Кріпке це кортеж наступного виду:

$$\langle S, S_0, R, L \rangle; \quad (1)$$

$$S_0 \subseteq S; \quad (2)$$

$$R \subseteq S \times S; \quad (3)$$

$$L: S \rightarrow 2^{AP}. \quad (4)$$

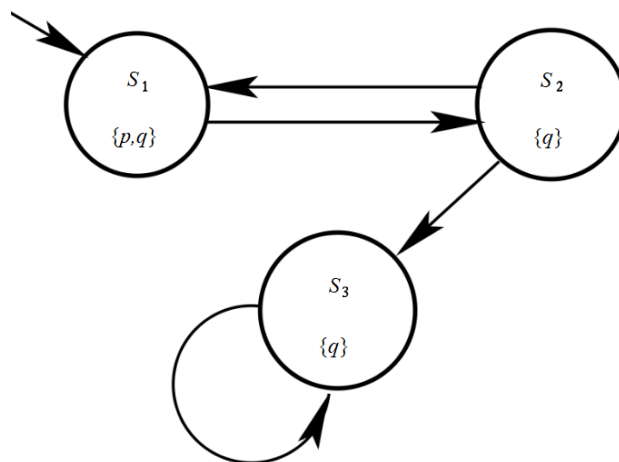


Рисунок 1 – Діаграма моделі Кріпке

Модель Кріпке – це анований граф переходів з кінцевим станом. Динамічна поведінка системи у моделі Кріпке представлена шляхом через граф. Шлях $\pi = S_0, S_1, S_2, \dots$ це кінцева або нескінченна послідовність станів системи, при умові що $(S_i, S_{i+1}) \in R$ для всіх $i \geq 0$. Таким чином, верифікація системи відбувається методом перевірки шляхів моделі Кріпке на відповідність специфікаціям системи.

Робота КФС описується в термінах послідовностей подій, розподілених у часі. Як зазначалося вище, найчастіше для специфікації вимог до КФС використовуються темпоральні логіки. Темпоральні логіки є формальними мовами, що дозволяють визначити взаємозв'язки подій у часі: причинно-наслідкові зв'язки, обмеження відносної послідовності, величини затримок між подіями тощо. Найбільш популярними для методу перевірки моделей є ЛЛЧ [41] та ЛДО [42].

ЛДО* [43] це множина, що об'єднує ЛЛЧ та ЛДО. Вона поєднує в собі квантори шляху та темпоральні оператори. Квантори шляху інтерпретуються по станам системи, в той час як темпоральні оператори – по шляхам в системі. ЛДО* містить два квантори шляху: перший, що позначає «для кожного нескінченного шляху з цього стану» та другий – «існує нескінченний шлях з цього стану».

Темпоральні оператори ЛДО* можна інтерпретувати наступним чином.

1. Формула ϕ є істиною в наступний момент часу – $X\phi$.

2. Формула ψ є істинною зараз або обов'язково стане істинною в майбутньому, але до цього моменту (не включно) ϕ повинна бути істиною – $\phi U \psi$.

3. Формула ϕ є істинною зараз або стане істинною у майбутньому – $true U \phi$, що також може бути відображене як $F\phi$.

Формула $\neg\phi$ є невірною зараз і ніколи не стане істинною у майбутньому (завжди, відтепер, ϕ є істиною) – $\neg F\neg\phi$ яка також представлена як $G\phi$.

ЛДО це синтаксичний фрагмент ЛДО*, в якому після кожного квантору шляху слідує темпоральний оператор. Формулу даної логіки можна позначити так:

$$\phi := p | (\phi \vee \psi) | (\phi \wedge \psi) | \neg\phi | AX\phi | EX\phi | AF\phi | EF\phi | AG\phi | EG\phi | A\phi U\psi | E\phi U\psi \quad (5)$$

ЛЛЧ це другий фрагмент ЛДО*, який не містить кванторів шляху, крім передового А. Формула ЛЛЧ має наступний вигляд:

$$\phi := p | (\phi \vee \psi) | (\phi \wedge \psi) | \neg\phi | X\phi | F\phi | G\phi | \phi U\psi \quad (6)$$

В цілому, клас складності ЛДО кращий ніж у ЛЛЧ, однак це компенсується тим, що у ЛЛЧ набагато легше та швидше виводити контр-приклад, тоді як у ЛДО вони можуть досягати всіх станів верифікуємої моделі. Зазвичай на практиці розмір простору станів є більш критичним ніж довжина темпоральної специфікації. Тому ЛЛЧ зазвичай ефективніша.

Підсумовуючи, можна зробити висновок що перевірка моделі є найбільш перспективним методом верифікації КФС з наразі існуючих. Однак, і він має проблеми та перспективи для розвитку. Це пов'язано передусім з тим, що інструментарію анованого графу переходів може не вистачати для сучасних надскладних КФС. Крім цього може виникати так звана «проблема вибуху станів» – комбінаторного збільшення кількості станів системи, що ускладнює, або навіть унеможливує створення моделі Кріпке для всіх станів КФС. Тому пошук альтернатив та розробка нових підходів для моделювання КФС є надзвичайно актуальною задачею.

4 ЕКСПЕРИМЕНТИ

В якості експериментальної частини роботи було вирішено побудувати моделі Кріпке для системи керування електронезалежною електромобільною зарядною станцією [44]. Така станція являє собою КФС і складається з сонячної панелі, вітрогенератора, джерела живлення, навантаження, акумулятору та контролера заряду. Схема підключення компонентів зображена на рис. 2.

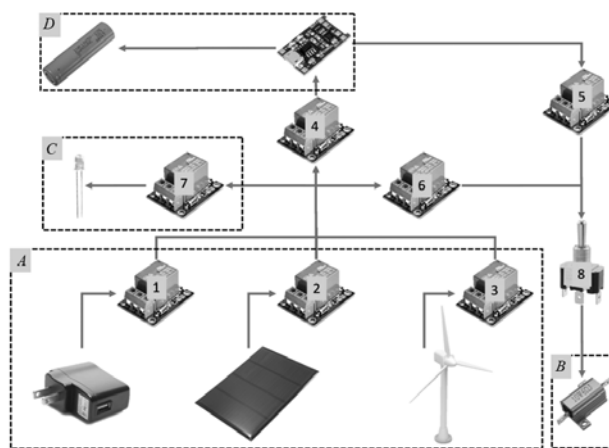


Рисунок 2 – Схема електронезалежної станції альтернативної енергетики

Модель електронезалежної станції альтернативної енергетики дозволяє обирати джерело живлення (будь-яке окремо або 2–3 джерела одночасно), контролює процес заряду акумулятора (захист від переразряду або перезаряду), дозволяє «продавати» залишкову енергію та вмикати/вимикати навантаження.

Джерело живлення помічено літерою А, навантаження – В, продаж надлишку зображено у вигляді світлодіоду – С, акумулятор та контролер заряду – D.

- Варіанти роботи модулю заряду акумулятора [45]:
- заряд менше 20%: відкрити реле 5 та 7, закрити 1 та 6;
 - заряд від 20% до 90%: відкрити реле 1, 6 та 7, закрити 5;
 - заряд більше 90%: закрити реле 5 та 7, відкрити 4 та 6.

Алгоритм роботи [46] даної моделі наведений на рис. 3.

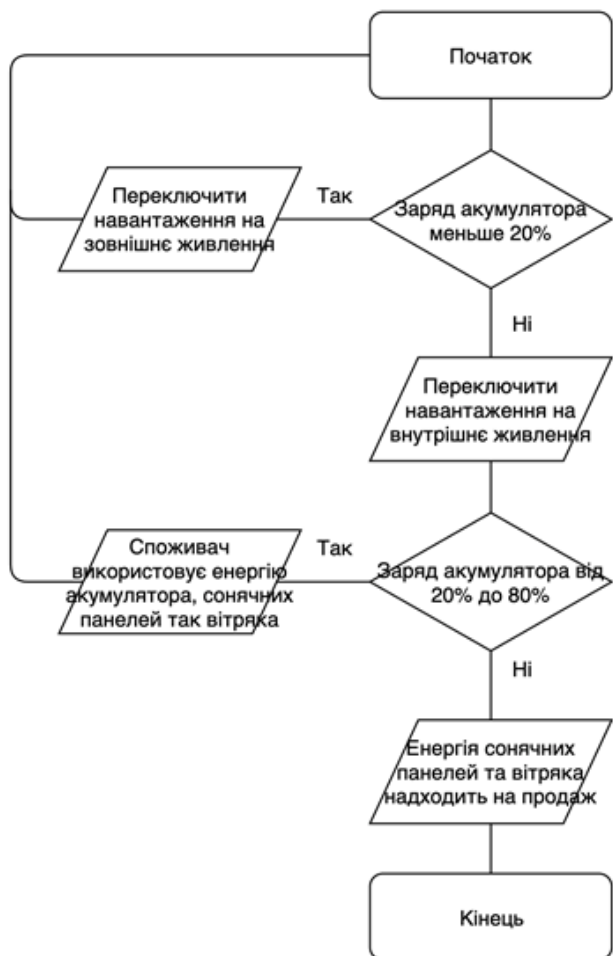


Рисунок 3 – Робота енергетичної системи

Готова модель цифрового двійника зображена на рис. 4.

Для побудови моделі Кріпке необхідно визначити СА системи [47]. Після цього, з урахуванням властивостей системи, можна побудувати модель Кріпке, базуючись на СА.

СА є обчислювальними моделями, які створюють регулярні мови та можуть бути використані для моделювання послідовної логіки. Існують два типи СА: ДСА і НСА. ДСА описується п'ятиелементним кортежем:

$$\langle Q, \Sigma, \delta, q_0, G \rangle. \quad (7)$$

Для кожного вхідного символу має бути одна функція переходу Σ з кожного стану.

Подібно до ДСА, НСА описується вищезгаданим п'ятиелементним кортежем. На відміну від ДСА, НСА не повинні мати функцій переходу для кожного символу в Σ , і можуть мати декілька функцій переходу в одному і тому ж стані для одного і того ж символу. Крім того, НСА можуть використовувати нульові переходи. Нульові переходи дозволяють переходити з одного стану в інший без необхідності зчитувати символ.

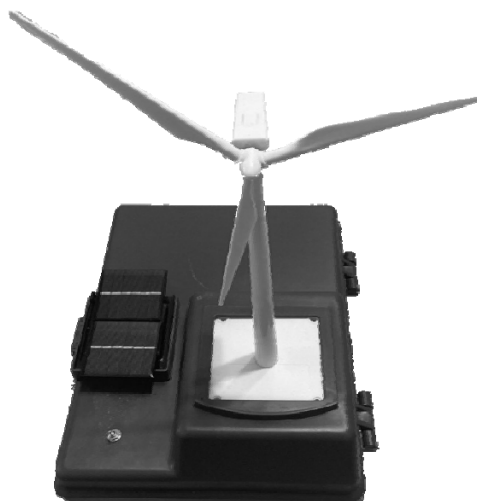


Рисунок 4 – Модель електронезалежної станції альтернативної енергетики

НСА є настільки ж потужними, як і ДСА. Проте ДСА потребуватиме набагато більше станів і переходів, ніж НСА для вирішення тієї ж самої проблеми. Перетворення з ДСА в НСА і навпаки можливе, що робить їх еквівалентними.

5 РЕЗУЛЬТАТИ

В результаті експерименту було побудовано дві моделі Кріпке для роботи електронезалежної станції альтернативної енергетики, які наведені на рис. 5 та рис. 6.

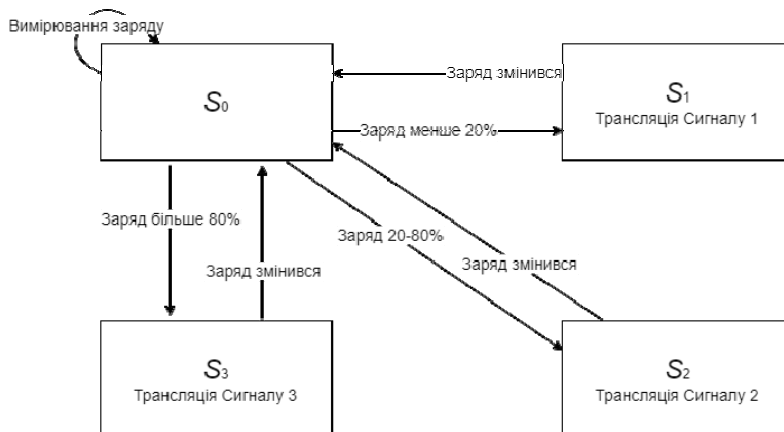


Рисунок 5 – Модель Кріпке енергетичної системи



Рисунок 6 – Модель Кріпке електронезалежної станції альтернативної енергетики

У кожному зі станів моделі Кріпке, зображеної на рис. 6 кожне реле може бути у двох станах – відкрите (1) та закрите (0).

Результати моделювання електронезалежної станції альтернативної енергетики наведені у табл. 1. На ній неведені відомості про стани восьми реле, зображених на рис. 2.

Таблиця 1 – Результати моделювання електронезалежної станції альтернативної енергетики

Номер реле	Результати моделювання		
	У стані S_0	У стані S_1	У стані S_2
1	1	0	0
2	1	1	1
3	1	1	1
4	1	1	0
5	0	0	1
6	1	1	0
7	0	0	1
8	1	1	1

Як можна бачити з результатів, розроблена модель дозволяє керувати станами реле електронезалежної станції альтернативної енергетики для досягнення оптимальної ефективності системи.

Виконане моделювання КФС дозволяє описати всі стани системи, необхідні для виконання формальної верифікації.

6 ОБГОВОРЕННЯ

Був проведений аналіз підходів до верифікації КФС. Було розглянуто методологію найперспективнішого підходу та виявлено певні недоліки. В якості експериментальної частини дослідження були спроектовані моделі Кріпке електронезалежної станції альтернативної енергетики.

Перша модель реалізує алгоритм роботи моделі енергетичної системи. Так, залежно від рівня заряду акумулятору, модель може транслювати три типи сигналу. Друга модель, у свою чергу, використовує такі сигнали для переведення моделі електронезалежної станції альтернативної енергетики у відповідні стани. Переходи між станами відбуваються завдяки перехідним функціям, які також відображені на моделі. Крім цього, кожен стан моделі має атомарні пропозиції, які істинні в цьому стані.

Порівнюючи метод перевірки моделі з іншими методами формальної верифікації, можна зробити висновок що він має перевагу, адже описує всі стани системи, з урахуванням подій та критичних випадків. Окрім цього, метод перевірки моделі можна використовувати не тільки для повністю розробленої системи, а й на етапах проектування та розробки, тобто знаходити помилки раніше. Таким чином, очевидним є факт того, що даний метод верифікації більше підходить для роботи з паралельними системами, якими і є КФС, а отже верифікація таких систем повинна виконуватися саме методом перевірки моделі.

ВИСНОВКИ

В роботі дано характеристику КФС, проведено аналіз методів верифікації таких систем. За результатами досліджень зроблено висновок про найбільшу перспективність методу перевірки моделі, для якого розглянуто основну методологію. Моделі Кріпке та темпоральні логіки охарактеризовані як основні елементи методу перевірки моделі.

Проаналізовано недоліки стандартної методології, які більш за все стосуються етапу моделювання КФС. Доведено можливість використання СА, а саме моделей Кріпке, для моделювання розробленої КФС. На прикладі побудованих моделей Кріпке для станції альтернативної енергетики показано можливість використання даних підходів до моделювання фізичних та кібернетичних елементів реальної КФС.

Зазначено, що використання моделей Кріпке дозволить формалізувати модель цифрового двійника електронезалежної станції альтернативної енергетики. Що, у свою чергу, необхідно для виконання верифікації системи. Верифікація електронезалежної станції альтернативної енергетики формальними методами дозволить імплементувати такі підходи у реальному світі.

Наукова новизна роботи полягає в тому що було розроблено моделі КФС, які, на відміну від існуючих, засновані на моделях Кріпке, що дозволяє зробити детальний опис усіх станів системи, що, у свою чергу,

є важливим кроком для виконання верифікації такої системи.

Практичною цінністю роботи є розроблені моделі електронезалежної станції альтернативної енергетики, що дозволяють автоматизувати процес зарядки електричних транспортних засобів.

Були реалізовані цифрові двійники, які дозволяють моделювати процеси електронезалежної станції альтернативної енергетики. Розроблені двійники використовуються при вивченні дисциплін при підготовці бакалаврів та магістрів спеціальності 121 комп'ютерної науки.

Наступним етапом роботи пропонується продовжувати дослідження альтернативних методів моделювання КФС, виконання формальної верифікації методом перевірки моделі та використання отриманих результатів для станції альтернативної енергетики з метою оптимізації споживачів та джерел енергії.

ЛІТЕРАТУРА / LITERATURA

1. Workshop on cyber-physical systems [Electronic resource] – Access mode: <http://varma.ece.cmu.edu/CPS>
2. Johnson T. T. Parametrized verification of distributed cyber-physical systems: an aircraft landing protocol case study / T. T. Johnson, S. Mitra // *Cyber-Physical Systems : Third international conference, Beijing, 17–19 April 2012 : proceedings.* – Beijing : IEEE/ACM, 2012. – P. 161–170. DOI: 10.1109/iccps.2012.24
3. From verification to implementation: a model translation tool and a pacemaker case study / [M. Pajic, Z. Jiang, I. Lee et al.] // *IEEE 18th Real Time and Embedded Technology and Applications Symposium, Beijing.* – 2012. – P. 173–184. DOI: 10.1109/rtas.2012.25
4. Cyber-physical security of a smart grid infrastructure / [Y. Mo, T. H. Kim, K. Brancik et al.] // *Proceedings of the IEEE.* – 2012. – Vol. 100, № 1. – P. 195–209. DOI: 10.1109/jproc.2011.2161428
5. Cyber-physical systems: the next computing revolution / [R. Rajkumar, I. Lee, L. Sha et al.] // *Design Automation : 47th international conference, Anaheim, 13–18 June 2010 : proceedings.* – Anaheim : IEEE, 2010. – P. 731–736. DOI: 10.1145/1837274.1837461
6. Cyber-Physical Systems [Electronic resource] – Access mode: <https://www.nsf.gov/pubs/2010/nsf10515/nsf10515.htm>
7. Miclea L. About dependability in cyber-physical systems / L. Miclea, T. Sanislav // *9th East-West Design & Test Symposium (EWDTS), Sevastopol.* – 2011. – P. 17–21. DOI: 10.1109/EWDTS.2011.6116428
8. McConnell S. Code complete / S. McConnell. – Redmond : Microsoft Press, 2009. – 960 p.
9. Lloyd S. Programming the Universe: A Quantum Computer Scientist Takes on the Cosmos / S. Lloyd. – New York : Knopf, 2006. – 240 p.
10. Korotunov S. Cyber-physical systems architectures and modeling methods analysis for smart grids / S. Korotunov, G. Tabunshchik, C. Wolff // *Computer Sciences and Information Technologies : 13th International Scientific and Technical Conference, Lviv, 11–14 Sept. 2018 : proceedings.* – Lviv : IEEE, 2018. – P. 181–186. DOI: 10.1109/STC-CSIT.2018.8526726
11. Gupta S. Safety / S. Gupta, T. Mukherjee, K. Venkatasubramanian // *Body area networks: safety, security, and sustainability.* – Cambridge : Cambridge University Press, 2013. – Section 4. – 36 p. DOI: 10.1017/CBO9781139108126.006
12. Kernbach S. Generation of desired emergent behavior in swarm of micro-robots / S. Kernbach, O. Kornienko, P. Levi // *Artificial Intelligence : 16th European Conference, Valencia, 22–27 August 2004 : proceedings.* – Valencia : IOS Press, 2004. – Vol. 110. – P. 239–243.
13. *Cyber-Physical Systems. Foundations, Principles and Applications* / [H. Song, D. B. Rawat, S. Jeschke et al.]. – Cambridge : Academic Press, 2017. – 514 p.
14. Analysis of the verification approaches for the cyberphysical systems / [S. Korotunov, G. Tabunshchik, K. Henke et al.] // *Third International Workshop on Computer Modeling and Intelligent Systems (CMIS), Zaporizhzhia.* – 2019. – P. 950–961.
15. A framework for the design and verification of software measurement methods / [N. Habra, A. Abran, M. Lopez et al.] // *Journal of Systems and Software.* – 2008. – Vol. 81, № 5. – P. 633–648. DOI: 10.1016/j.jss.2007.07.038.
16. Субботин С. А. Метод синтеза диагностических моделей на основе радиально-базисных нейронных сетей с поддержкой обобщающих свойств / С. А. Субботин // *Радіоелектроніка, інформатика, управління.* – 2016. – № 2 (37). – С. 64–69. DOI: 10.15588/1607-3274-2016-2-8
17. Tuch H. OS Verification – Now! [Electronic resource] / H. Tuch. – Access mode: https://www.usenix.org/legacy/event/hotos05/final_papers_backup/tuch/tuch_html/index.html
18. Cervin A. How does control timing affect performance? Analysis and simulation of timing using Jitterbug and TrueTime / A. Cervin, D. Henriksson, B. Lincoln // *IEEE Control Systems Magazine.* – 2003. – Vol. 23, № 3. – P. 16–30. DOI: 10.1109/MCS.2003.1200240
19. Realistic case studies of wireless structural control / [B. Li, Z. Sun, K. Mechitov et al.] // *Cyber-Physical Systems : 4th international conference, Philadelphia, 8–11 April 2013 : proceedings.* – Philadelphia : IEEE, 2013. – P. 179–188. DOI: 10.1109/ICCPS.2013.6604012
20. PiccSIM Toolchain – design, simulation and automatic implementation of wireless networked control systems / [T. Kohtamaki, M. Pohjola, J. Brand et al.] // *Networking, Sensing and Control : International conference, Okayama, 26–29 March 2009 : proceedings.* – Okayama : IEEE, 2009. – P. 49–54. DOI: 10.1109/ICNSC.2009.4919244
21. NCSWT: An integrated modeling and simulation tool for networked control systems / [E. Eyisi, J. Bai, D. Riley et al.] // *Simulation Modelling Practice and Theory.* – 2012. – Vol. 27. – P. 90–111. DOI: 10.1016/j.simpat.2012.05.004
22. Hybrid packet/fluid flow network simulation / [C. Kiddle, R. Simmonds, C. Williamson et al.] // *Seventeenth Workshop on Parallel and Distributed Simulation (PADS), San Diego.* – 2003. – P. 143–152. DOI: 10.1109/PADS.2003.1207430
23. Liu J. Parallel simulation of hybrid network traffic models / J. Liu // *21st International Workshop on Principles of Advanced and Distributed Simulation.* – 2007. – P. 141–151. DOI: 10.1109/PADS.2007.26
24. Melamed B. HNS: A streamlined hybrid network simulator / B. Melamed, S. Pan, Y. Wardi // *ACM Transactions on Modeling and Computer Simulation.* – 2004. – Vol. 14, № 3. – P. 251–277. DOI: 10.1145/1010621.1010623
25. Platzer A. KeYmaera: a hybrid theorem prover for hybrid systems (system description) / A. Platzer, J. D. Quesel // *Automated Reasoning : 4th International Joint Conference, Berlin Heidelberg, 12–15 August 2008 : proceedings.* –

- Berlin : Springer-Verlag, 2008. – P. 171–178. DOI:10.1007/978-3-540-71070-7_15
26. Banerjee A. Spatio-temporal hybrid automata for safe cyber-physical systems: A medical case study / A. Banerjee, K. S. Gupta // *Cyber-Physical Systems : 4th international conference, Philadelphia, 8–11 April 2013 : proceedings.* – Philadelphia : ACM/IEEE, 2013. – P. 71–80. DOI:10.1145/2502524.2502535
27. Formal software verification: model checking and theorem proving : Embedded Systems Laboratory Technical Report : ESL-TIK-00214 / Massachusetts Institute of Technology ; M. Ouimet. – Cambridge, 2007. – 12 p.
28. Bagade P. Safety assurance of medical cyber-physical systems using hybrid automata: a case study on analgesic infusion pump / P. Bagade, A. Banerjee, S. K. Gupta // *Medical CPS Workshop.* – 2013. – P. 111–118. DOI:10.1.1.294.6604
29. Scalable symbolic execution of distributed systems / [R. Sasnauskas, O. S. Dustmann, B. L. Kaminski et al.] // *Distributed Computing Systems : 31st International Conference, Minneapolis, 20–24 June 2011: proceedings.* – Minneapolis : IEEE, 2011. – P. 333–342. DOI:10.1109/ICDCS.2011.28
30. CLSE: closed-loop symbolic execution / [R. Majumdar, I. Saha, K. C. Shashidhar et al.] // *NASA Formal Methods Symposium.* – 2012. – P. 356–370. DOI:10.1007/978-3-642-28891-3_33
31. Pasareanu C. S. Symbolic PathFinder: symbolic execution of Java bytecode / C. S. Pasareanu, N. Rungta // *Automated Software Engineering : 25th international conference, Antwerp, 20–24 September 2010 : proceedings.* – Antwerp : IEEE/ACM, 2010. – P. 179–180. DOI:10.1145/1858996.1859035
32. Clarke E. M. Statistical model checking for cyber-physical systems / E. M. Clarke, P. Zuliani // *Automated Technology for Verification and Analysis, 9th International Symposium, Taipei.* – 2011. – Vol. 6996. – P. 1–12. DOI:10.1007/978-3-642-24372-1_1
33. Feedback control for statistical model checking of cyber-physical systems / [K. Kalajdzic, C. Jegourel, A. Lukina et al.] // *International Symposium on Leveraging Applications of Formal Methods.* – 2016. – Vol. 9952. – P. 46–61. DOI:10.1007/978-3-319-47166-2_4
34. Clarke E. M. Automatic verification of finite state concurrent systems using temporal logic specifications: a practical approach / E. M. Clarke, E. A. Emerson, A. P. Sistla // *Proceedings of the 10th ACM SIGACT-SIGPLAN symposium on Principles of programming languages.* – 1983. – P. 117–126. DOI:10.1145/567067.567080
35. Dijkstra E. W. The humble programmer / E. W. Dijkstra // *Communications of the ACM.* – 1972. – Vol. 15, № 10. – P. 859–866. DOI:10.1145/355604.361591
36. Субботин С. А. Синтез нейро-нечетких сетей с ранжированием и специфическим кодированием признаков для диагностики и автоматической классификации по прецедентам / С. А. Субботин // *Радіоелектроніка, інформатика, управління.* – 2016. – № 1 (36). – С. 50–57. DOI:10.15588/1607-3274-2016-1-6
37. Abraham-Mumm E. Verification of hybrid systems: formalization and proof rules in PVS / E. Abraham-Mumm, U. Hannemann, M. Steffen // *Engineering of Complex Computer Systems : 7th international conference, Skovde, 11–13 June 2001 : proceedings.* Skovde : IEEE, 2001. – P. 48–57. DOI:10.1109/ICECCS.2001.930163
38. Handbook of Model Checking / [E. M. Clarke, T. A. Henzinger, H. Veith et al.]. – Cham : Springer International Publishing, 2018. – 1210 p.
39. Clarke E. M. Model Checking / E. M. Clarke, O. Grumberg, B. Peled. – Cambridge : MIT Press, 2001. – 314 p.
40. Gabbay D. Semantical Considerations for Modal Logics by Saul A. Kripke / D. Gabbay // *The Journal of Symbolic Logic.* – 1969. – Vol. 34, № 3. – P. 501. DOI:10.2307/2270922
41. Pnueli A. The temporal logic of programs / A. Pnueli // *18th Annual Symposium on Foundations of Computer Science (SFCS), Providence.* – 1977. – P. 46–57. DOI:10.1109/SFCS.1977.32
42. Clarke E. M. Design and synthesis of synchronization skeletons using branching time temporal logic / E. M. Clarke, E. A. Emerson // *Workshop on Logic of Programs.* – 1982. – P. 52–71.
43. Modeling and simulation of the services for vehicle charging infrastructure interaction / [P. Arras, G. Tabunshchik, V. Okhmak et al.] // *Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications : 10th international conference, Metz, 18–21 September 2019 : proceedings.* – Metz : IEEE, 2019. – P. 330–333. DOI:10.1109/IDAACS.2019.8924449
44. Cost optimization simulation for electric vehicle charging infrastructure / [G. Tabunshchik, P. Arras, S. Korotunov et al.] // *IEEE European Technology & Engineering Management Summit (ETEMS), Dortmund.* – 2020. – P. 76–88.
45. McNaughton R. Elementary computability, formal languages, and automata / R. McNaughton. – Lawrence : Z B Publishing Industries, 1993. – 400 p.
46. Arras P. Type or paste your text here to design optimization techniques in mechanical design and education of engineers convert case / P. Arras, G. Tabunshchik // *Advances in Design, Simulation and Manufacturing.* – 2020. – P. 13–22. DOI:10.1007/978-3-030-22365-6_2
47. Korotunov S. Genetic algorithms as an optimization approach for managing electric vehicles charging in the Smart Grid / S. Korotunov, G. Tabunshchik, V. Okhmak // *Computer Modeling and Intelligent Systems : 3rd international workshop, Zaporizhzhia, 27–01 May 2020 : proceedings.* – Zaporizhzhia : CEUR WS, 2020. – P. 184–198.

Received 23.06.2020.
Accepted 28.08.2020.

УДК 004.9

АНАЛІЗ ПОДХОДІВ К МОДЕЛЮВАННЮ І ВЕРИФІКАЦІЇ КИБЕРФІЗИЧНИХ СИСТЕМ

Коротунов С. Ю. – аспірант кафедри програмних засобів Національного університету «Запорізька політехніка», Запоріжжя, Україна.

Табунщик Г. В. – канд. техн. наук, доцент, професор кафедри програмних засобів Національного університету «Запорізька політехніка», Запоріжжя, Україна.

АННОТАЦИЯ

Актуальность. Современные тенденции в производительности и сложности требований к использованию систем требуют принципиально новых подходов к проектированию, в которых кибернетические и физические компоненты интегрируются на разных этапах. Киберфизические системы окружают человека почти во всех сферах существования, начиная с домов и транспорта и заканчивая медицинскими аппаратами и межрегиональными электросетями. Поэтому верификация и проверка работы таких систем является сегодня актуальной задачей. В таких системах программное обеспечение и физические подсистемы работают в разных временных и пространственных измерениях, взаимодействуют разными способами. Рассмотрены основные подходы к верификации киберфизических систем. Объектом исследований является процесс верификации киберфизических систем, предметом – методы верификации киберфизических систем, модели и логики, которые используются при формальной верификации.

Цель. Цель работы заключается в проведении анализа подходов к верификации киберфизических систем, с детализацией отдельных этапов, таких как выбор моделей, инструментов верификации, и, собственно, методов верификации.

Метод. Основными методами, которые изложены в работе, являются методы формальной верификации киберфизических систем, а именно – симуляция, доказательства теорем, символическое выполнение и проверка модели. Подробно рассмотрена методология проверки модели – модель Крипке и темпоральные логики: логика деревьев вычислений и логика линейного времени. Также проведено моделирование с использованием конечных автоматов.

Результаты. Выполнено моделирование киберфизической системы в виде создания модели Крипке, что позволило описать все состояния системы, необходимые для выполнения формальной верификации.

Выводы. Проведено исследование характеристик киберфизических систем, выполнен анализ методов верификации таких систем. Указаны недостатки стандартной методологии, которые более всего касаются этапа моделирования киберфизических систем. Доказано наибольшая перспективность метода проверки модели, для которого рассмотрена основная методология. Дана характеристика моделям Крипке и темпоральным логикам как основным элементам метода проверки модели. Показана возможность использования конечных автоматов, а именно моделей Крипке, для моделирования элементов киберфизической системы. Научная новизна работы заключается в том, что были разработаны модели киберфизических систем, которые, в отличие от существующих, основанные на моделях Крипке, что позволяет сделать детальное описание всех состояний системы, что, в свою очередь, является важным шагом для выполнения верификации такой системы. Практической ценностью работы являются разработанные модели электронезависимой станции альтернативной энергетики, которые позволят автоматизировать процесс зарядки электрических транспортных средств. Были реализованы цифровые двойники, которые позволяют моделировать процессы электронезависимой станции альтернативной энергетики. Разработанные двойники используются при изучении дисциплин при подготовке бакалавров и магистров специальности 121 компьютерные науки.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: верификация, киберфизическая система, модель Крипке, конечный автомат, темпоральная логика, проверка модели, симуляция.

UDC 004.9

ANALYSIS OF APPROACHES TO THE SIMULATION AND VERIFICATION OF CYBER-PHYSICAL SYSTEMS

Korotunov S. U. – Postgraduate student at the Department of Software of National University “Zaporizhzhia Polytechnic”, Zaporizhzhia, Ukraine.

Tabunshchik G. V. – PhD, Professor of the Department of Software of National University “Zaporizhzhia Polytechnic”, Zaporizhzhia, Ukraine.

ABSTRACT

Context. Current trends in the performance and complexity of system requirements require fundamentally new approaches to design, in which cybernetic and physical components are integrated at different stages. Cyber-physical systems are systems that provide close interaction between physical and cybernetic components, integration of computing, physical processes and networks. In such systems, software and physical subsystems operate in different temporal and spatial dimensions, interacting in different ways. Cyber-physical systems surround humans in almost every area of existence, from housing and transportation to medical devices and interregional power grids. Therefore, verification and validation of such systems is an urgent task today. Approaches to verification of cyber-physical systems are considered. The object of research is the process of verification of cyber-physical systems, the subject is the methods of verification of cyber-physical systems, models and logic used in formal verification.

Objective. The purpose of the work is to analyze approaches to the verification of cyber-physical systems, detailing the individual steps, such as the selection of models, verification tools, and, in fact, verification methods.

Method. The main methods outlined in the paper are methods of formal verification of cyber-physical systems, namely simulation, theorem proving, symbolic execution, and model checking. In addition, the methodology of the model checking method – the Kripke structure and temporal logics: logic of computational trees and linear time logic is discussed in detail. Modeling using finite state machines is also performed.

Results. The paper deals with modeling of the cyber-physical system in the form of creation of the Kripke structure that allowed to describe all states of the system necessary for executing of formal verification.

Conclusions. The paper describes the characteristics of cyber-physical systems, analyzes the methods of verification of such systems. After analysis the conclusion is made about the most promising method of model verification, for which the basic methodology is considered. Characteristics of Kripke structure and temporal logics are described as the main elements of the model checking method. Following the review, the shortcomings of the standard methodology most relevant to the modeling stage of cyber-physical systems are concluded. The possibility of using finite state machines, namely Kripke structures, for modeling elements of a cyber-

physical system is shown. The scientific novelty of the work is that models of cyber-physical systems have been developed, which, unlike existing ones, are based on Kripke structures, which allow to make a detailed description of all states of the system, which, in turn, is an important step to verify such a system. The practical value of the work is the developed models of the independent power station of alternative energy, which will automate the process of charging electric vehicles. Digital duplicates have been implemented, which allow modeling the processes of an independent energy station of alternative energy. The developed duplicates are used in the study of disciplines in the preparation of bachelors and masters in 121 computer science.

KEYWORDS: verification, cyber-physical system, Kripke structure, finite state machine, temporal logic, model verification, simulation.

REFERENCES

1. Workshop on cyber-physical systems [Electronic resource] – Access mode: <http://varma.ece.cmu.edu/CPS>
2. Johnson T. T., Mitra S. Parametrized verification of distributed cyber-physical systems: an aircraft landing protocol case study, *Cyber-Physical Systems, Third international conference, Beijing, 17–19 April 2012, proceedings*. Beijing, IEEE/ACM, 2012, P. 161–170. DOI: 10.1109/iccps.2012.24
3. Pajic M., Jiang Z., Lee I. et al. From verification to implementation: a model translation tool and a pacemaker case study, *IEEE 18th Real Time and Embedded Technology and Applications Symposium*. Beijing, 2012, pp. 173–184. DOI: 10.1109/rtas.2012.25
4. Mo Y., Kim T. H., Brancik K. et al. Cyber-physical security of a smart grid infrastructure, *Proceedings of the IEEE*, 2012, Vol. 100, № 1, pp. 195–209. DOI: 10.1109/jproc.2011.2161428
5. Rajkumar R., Lee I., Sha L. et al. Cyber-physical systems: the next computing revolution, *Design Automation, 47th international conference, Anaheim, 13–18 June 2010, proceedings*. Anaheim, IEEE, 2010, pp. 731–736. DOI: 10.1145/1837274.1837461
6. Cyber-Physical Systems [Electronic resource]. Access mode: <https://www.nsf.gov/pubs/2010/nsf10515/nsf10515.htm>
7. Miclea L., Sanislav T. About dependability in cyber-physical systems, *9th East-West Design & Test Symposium (EWDTS)*. Sevastopol, 2011, pp. 17–21. DOI: 10.1109/EWDTS.2011.6116428
8. McConnell S. Code complete. Redmond, Microsoft Press, 2009, 960 p.
9. Lloyd S. Programming the Universe: A Quantum Computer Scientist Takes on the Cosmos. New York, Knopf, 2006, 240 p.
10. Korotunov S., Tabunshchik G., Wolff C. Cyber-physical systems architectures and modeling methods analysis for smart grids, *Computer Sciences and Information Technologies, 13th International Scientific and Technical Conference*. Lviv, 11–14 Sept. 2018, proceedings. Lviv, IEEE, 2018, pp. 181–186. DOI: 10.1109/STC-CSIT.2018.8526726
11. Gupta S., Mukherjee T., Venkatasubramanian K. Safety Body area networks: safety, security, and sustainability. Cambridge, Cambridge University Press, 2013, Section 4, 36 p. DOI: 10.1017/CBO9781139108126.006
12. Kernbach S., Kornienko O., Levi P. Generation of desired emergent behavior in swarm of micro-robots, *Artificial Intelligence, 16th European Conference, Valencia, 22–27 August 2004, proceedings*. Valencia, IOS Press, 2004, Vol. 110, P. 239–243.
13. Song H., Rawat D. B., Jeschke S. et al. Cyber-Physical Systems. Foundations, Principles and Applications. Cambridge, Academic Press, 2017, 514 p.
14. Korotunov S., Tabunshchik G., Henke K. et al. Analysis of the verification approaches for the cyberphysical systems, *Third International Workshop on Computer Modeling and Intelligent Systems (CMIS)*. Zaporizhzhia, 2019, pp. 950–961.
15. Habra N., Abran A., Lopez M. et al. A framework for the design and verification of software measurement methods, *Journal of Systems and Software*, 2008, Vol. 81, № 5, pp. 633–648. DOI: 10.1016/j.jss.2007.07.038.
16. Subbotin S. A. Diagnostic models synthesis method based on radial basis neural networks with support for shorthand properties, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2016, № 2 (37), pp. 64–69. DOI: 10.15588/1607-3274-2016-2-8
17. Tuch H. OS Verification – Now! [Electronic resource]. Access mode: https://www.usenix.org/legacy/event/hotos05/final_papers_backup/tuch/tuch_html/index.html
18. Cervin A., Henriksson D., Lincoln B. How does control timing affect performance? Analysis and simulation of timing using Jitterbug and TrueTime, *IEEE Control Systems Magazine*, 2003, Vol. 23, № 3, pp. 16–30. DOI: 10.1109/MCS.2003.1200240
19. Li B., Sun Z., Mechtov K. et al. Realistic case studies of wireless structural control, *Cyber-Physical Systems, 4th international conference, Philadelphia, 8–11 April 2013, proceedings*. Philadelphia, IEEE, 2013, pp. 179–188. DOI: 10.1109/ICCP.2013.6604012
20. Kohtamaki T., Pohjola M., Brand J. et al. PiccSIM Toolchain – design, simulation and automatic implementation of wireless networked control systems, *Networking, Sensing and Control, International conference, Okayama, 26–29 March 2009, proceedings*. Okayama, IEEE, 2009, pp. 49–54. DOI: 10.1109/ICNSC.2009.4919244
21. Eyisi E., Bai J., Riley D. et al. NCSWT: An integrated modeling and simulation tool for networked control systems, *Simulation Modelling Practice and Theory*, 2012, Vol. 27, pp. 90–111. DOI: 10.1016/j.simpat.2012.05.004
22. Kiddle C., Simmonds R., Williamson C. et al. Hybrid packet/fluid flow network simulation, *Seventeenth Workshop on Parallel and Distributed Simulation (PADS)*. San Diego, 2003, pp. 143–152. DOI: 10.1109/PADS.2003.1207430
23. Liu J. Parallel simulation of hybrid network traffic models, *21st International Workshop on Principles of Advanced and Distributed Simulation*, 2007, pp. 141–151. DOI: 10.1109/PADS.2007.26
24. Melamed B., Pan S., Wardi Y. HNS: A streamlined hybrid network simulator, *ACM Transactions on Modeling and Computer Simulation*, 2004, Vol. 14, № 3, pp. 251–277. DOI: 10.1145/1010621.1010623
25. Platzer A., Quesel J. D. KeYmaera: a hybrid theorem prover for hybrid systems (system description), *Automated Reasoning, 4th International Joint Conference, Berlin Heidelberg, 12–15 August 2008, proceedings*. Berlin, Springer-Verlag, 2008, pp. 171–178. DOI: 10.1007/978-3-540-71070-7_15
26. Banerjee A., Gupta K. S. Spatio-temporal hybrid automata for safe cyber-physical systems: A medical case study, *Cyber-Physical Systems, 4th international conference*,

- Philadelphia, 8–11 April 2013, *proceedings*. Philadelphia, ACM/IEEE, 2013, pp. 71–80. DOI: 10.1145/2502524.2502535
27. Formal software verification: model checking and theorem proving : Embedded Systems Laboratory Technical Report : ESL-TIK-00214 / Massachusetts Institute of Technology ; M. Ouimet. Cambridge, 2007, 12 p.
28. Bagade P., Banerjee A., Gupta S. K. Safety assurance of medical cyber-physical systems using hybrid automata: a case study on analgesic infusion pump, *Medical CPS Workshop*, 2013, pp. 111–118. DOI: 10.1.1.294.6604
29. Sasnauskas R., Dustmann O. S., Kaminski B. L. et al. Scalable symbolic execution of distributed systems, *Distributed Computing Systems, 31st International Conference, Minneapolis, 20–24 June 2011, proceedings*. Minneapolis, IEEE, 2011, pp. 333–342. DOI: 10.1109/ICDCS.2011.28
30. Majumdar R., Saha I., Shashidhar K. C. et al. CLSE: closed-loop symbolic execution, *NASA Formal Methods Symposium*, 2012, pp. 356–370. DOI: 10.1007/978-3-642-28891-3_33
31. Pasareanu C. S., Rungta N. Symbolic PathFinder: symbolic execution of Java bytecode, *Automated Software Engineering, 25th international conference, Antwerp, 20–24 September 2010, proceedings*. Antwerp, IEEE/ACM, 2010, pp. 179–180. DOI: 10.1145/1858996.1859035
32. Clarke E. M., Zuliani P. Statistical model checking for cyber-physical systems, *Automated Technology for Verification and Analysis, 9th International Symposium, Taipei, 2011*, Vol. 6996, pp. 1–12. DOI: 10.1007/978-3-642-24372-1_1
33. Kalajdzic K., Jegourel C., Lukina A. et al. Feedback control for statistical model checking of cyber-physical systems, *International Symposium on Leveraging Applications of Formal Methods*, 2016, Vol. 9952, pp. 46–61. DOI: 10.1007/978-3-319-47166-2_4
34. Clarke E. M., Emerson E. A., Sistla A. P. Automatic verification of finite state concurrent systems using temporal logic specifications: a practical approach, *Proceedings of the 10th ACM SIGACT-SIGPLAN symposium on Principles of programming languages*, 1983, pp. 117–126. DOI: 10.1145/567067.567080
35. Dijkstra E. W. The humble programmer, *Communications of the ACM*, 1972, Vol. 15, № 10, pp. 859–866. DOI: 10.1145/355604.361591
36. Subbotin S. A. Synthesis of neuro-fuzzy networks ranking and specific encoding attributes for diagnostics and automatic classification of the precedents, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2016, № 1 (36), pp. 50–57. DOI: 10.15588/1607-3274-2016-1-6
37. Abraham-Mumm E., Hannemann U., Steffen M. Verification of hybrid systems: formalization and proof rules in PVS, *Engineering of Complex Computer Systems, 7th international conference, Skovde, 11–13 June 2001, proceedings*. Skovde, IEEE, 2001, pp. 48–57. DOI:10.1109/ICECCS.2001.930163
38. Clarke E. M., Henzinger T. A., Veith H. et al. Handbook of Model Checking. Cham, Springer International Publishing, 2018, 1210 p.
39. Clarke E. M. Model Checking / E. M. Clarke, O. Grumberg, B. Peled. Cambridge : MIT Press, 2001, 314 p.
40. Gabbay D. Semantical Considerations for Modal Logics by Saul A. Kripke, *The Journal of Symbolic Logic*, 1969, Vol. 34, № 3, P. 501. DOI: 10.2307/2270922
41. Pnueli A. The temporal logic of programs, 18th Annual Symposium on Foundations of Computer Science (SFCS), Providence, 1977, pp. 46–57. DOI: 10.1109/SFCS.1977.32
42. Clarke E. M., Emerson E. A. Design and synthesis of synchronization skeletons using branching time temporal logic, *Workshop on Logic of Programs*, 1982, pp. 52–71.
43. Arras P., Tabunshchik G., Okhmak V. et al. Modeling and simulation of the services for vehicle charging infrastructure interaction, *Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems, Technology and Applications, 10th international conference, Metz, 18–21 September 2019: proceedings*. Metz, IEEE, 2019, pp. 330–333. DOI: 10.1109/IDAACS.2019.8924449
44. Tabunshchik G., Arras P., Korotunov S. et al. Cost optimization simulation for electric vehicle charging infrastructure, *IEEE European Technology & Engineering Management Summit (ETEMS)*. Dortmund, 2020, pp. 76–88.
45. McNaughton R. Elementary computability, formal languages, and automata. Lawrence : Z B Publishing Industries, 1993, 400 p.
46. Arras P., Tabunshchik G. Type or paste your text here to design optimization techniques in mechanical design and education of engineers convert case, *Advances in Design, Simulation and Manufacturing*, 2020, pp. 13–22. DOI: 10.1007/978-3-030-22365-6_2
47. Korotunov S., Tabunshchik G., Okhmak V. Genetic algorithms as an optimization approach for managing electric vehicles charging in the Smart Grid, *Computer Modeling and Intelligent Systems, 3rd international workshop, Zaporizhzhia, 27–01 May 2020, proceedings*. Zaporizhzhia, CEUR WS, 2020, pp. 184–198.

RESEARCH OF TWO SYSTEMS $E_2/H_2/1$ WITH ORDINARY AND SHIFTED DISTRIBUTIONS BY THE SPECTRAL DECOMPOSITION METHOD

Tarasov V. N. – Dr. Sc., Professor, Head of Department of Software and Management in Technical Systems of Volga State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation.

ABSTRACT

Context. In the queueing theory, the studies of $G/G/1$ systems are relevant because it is impossible to obtain solutions for the waiting time in the final form in the general case with arbitrary laws of distributions of the input flow and of the service time. Therefore, the study of such systems for particular cases of input distributions is important. The problem of deriving a solution for the average waiting time in a queue in closed form for a pair of systems with ordinary and with shifted Erlang and hyperexponential input distributions is considered.

Objective. Obtaining a solution for the main system characteristic – the average waiting time in queue for two queueing systems of type $G/G/1$ with conventional and with shifted second-order Erlang and Hyperexponential input distributions.

Method. To solve this problem, we used the classical spectral decomposition method for solving the Lindley integral equation, which plays an important role in the theory of $G/G/1$ systems. This method allows obtaining a solution for the average waiting time for the considered systems in a closed form. For the practical application of the obtained results, the well-known probability theory moments method is used.

Results. For the first time, spectral expansions of the solution of the Lindley integral equation are obtained for two systems, with the help of which the formulas for the average waiting time in the queue are derived in closed form.

Conclusions. Spectral expansions of the solution of the Lindley integral equation for the systems under consideration are obtained and their complete coincidence is proved. Consequently, the formulas for the average waiting time in the queue for these systems are the same, but with modified parameters. It is shown that in the system with a delay in time, the average waiting time is less than in a conventional system. The resulting for waiting time formulas expand and supplement the known queueing theory incomplete formula for the average waiting time for $G/G/1$ systems with arbitrary laws distributions of input flow and service time. This approach allows us to calculate the average latency for these systems in mathematical packages for a wide range of traffic parameters. All other characteristics of the systems are derived from the waiting time. In addition to the average waiting time, such an approach makes it possible to determine also moments of higher orders of waiting time. Given the fact that the packet delay variation (jitter) in telecommunications is defined as the spread of the waiting time from its average value, the jitter can be determined through the variance of the waiting time. The results are published for the first time.

KEYWORDS: delayed system, $E_2/H_2/1$ system, the average waiting time, Laplace transform, the spectral decomposition method.

ABBREVIATIONS

LIE is a Lindley integral equation;
QS is a queueing system;
PDF is a probability distribution function.

NOMENCLATURE

$a(t)$ is a density function of the distribution of time between arrivals;

$A^*(s)$ is a Laplace transform of the function $a(t)$;

$b(t)$ is a density function of the distribution of service time;

$B^*(s)$ is a Laplace transform of the function $b(t)$;

c_λ is a coefficient of variation of time between arrivals;

c_μ is a coefficient of variation of service time;

E_2 is an erlangian distribution of the second order;

E_2^- is a shifted erlangian distribution of the second order;

H_2 is a hyperexponential distribution of the second order;

H_2^- is a shifted hyperexponential distribution of the second order;

G is an arbitrary distribution law;

M is an exponential distribution law;

\bar{W} is an average waiting time in the queue;

$W^*(s)$ is a Laplace transform of waiting time density function;

λ is a parameters of the erlangian distribution law of the input flow;

μ is a parameters of the erlangian distribution law of service time;

μ_1, μ_2 is a parameters of the hyperexponential distribution law of service time;

ρ is a system load factor;

$\bar{\tau}_\lambda$ is an average time between arrivals;

$\bar{\tau}_\lambda^2$ is a second initial moment of time between arrivals;

$\bar{\tau}_\mu$ is an average service time;

$\bar{\tau}_\mu^2$ is a second initial moment of service time;

$\Phi_+(s)$ is a Laplace transform of the PDF of waiting time;

$\Psi_+(s)$ is a first component of spectral decomposition;

$\psi_-(s)$ is a second component of spectral decomposition.

INTRODUCTION

This article is devoted to the analysis of $E_2/H_2/1$ QS with ordinary and with shifted erlangian; (E_2) and hyperexponential (H_2) input distributions. In [1], results are presented on the study of QS with time delay with shifted hyperexponential and exponential input distributions, obtained by the classical method of spectral expansion of the solution of the Lindley integral equation (LIE) [2–4]. In [1], it is shown that the average waiting time of a queue in the QS with a time lag is less than in the usual system with the same load factor due to the fact that the coefficients of variation of the arrivals c_λ and service times c_μ become less than one with the lag parameter $t_0 > 0$.

In this paper, based on the results of the above works, the method of spectral decomposition of the solution LIE is developed on the $E_2/H_2/1$ system. As a result, we have new QS with a delay, which is qualitatively different from the usual system. The considered QS with ordinary and shifted input distributions are of type G/G/1.

In the queueing theory, the studies of G/G/1 systems are relevant because they are actively used in modern teletraffic theory, moreover, one cannot obtain solutions for such systems in the final form for the general case. The laws of the Weibull or Gamma distributions of the most general form, which provide the range of variation of the coefficients of variation from 0 to ∞ depending on the value of their parameters, are not applicable in the spectral decomposition method. This is because the Laplace transform of the density function for these distributions cannot be expressed in elementary functions. Therefore, it is necessary to use other private laws of distributions.

In the study of G/G/1 systems, an important role is played by the method of spectral decomposition of the solution of the Lindley integral equation and most of the results in the theory of mass service are obtained using this method.

The object of study is the queueing systems type G/G/1.

The subject of study is the average waiting time in systems $E_2/H_2/1$ and $E_2^-/H_2^-/1$.

The purpose of the work is obtaining a solution for the average waiting time of requirements in the queue in closed form for the above-mentioned systems.

1 PROBLEM STATEMENT

The paper poses the problem of finding a solution for the waiting time of requirements in a queue in the $E_2/H_2/1$ and $E_2^-/H_2^-/1$ QS. To solve the problem, it is necessary first to construct spectral decompositions for the indicated systems based on the theory of this method. When using the method of spectral decomposition of a LIE solution,

we will follow the approach and symbolism of the author of the classical queueing theory [2].

We need to find the law of waiting time distribution in the system through the spectral decomposition of the form $A^*(-s) \cdot B^*(s) - 1 = \psi_+(s) / \psi_-(s)$, where $\psi_+(s)$ and $\psi_-(s)$ are some rational functions of s that can be factorized. Functions $\psi_+(s)$ and $\psi_-(s)$ must satisfy specific conditions according to [2].

2 REVIEW OF THE LITERATURE

The method of spectral decomposition of the solution of the Lindley integral equation was first presented in detail in the classic queueing theory [2], and was subsequently used in many papers, including [3,4]. A different approach to solving Lindley's equation has been used in [10]. That work used factorization instead of the term "spectral decomposition" and instead of the functions $\psi_+(s)$ and $\psi_-(s)$ it used factorization components $\omega_+(z,t)$ and $\omega_-(z,t)$ of the function $1 - z \cdot \chi(t)$, where $\chi(t)$ is the characteristic function of a random variable ξ with an arbitrary distribution function $C(t)$, and z is any number from the interval $(-1, 1)$. This approach for obtaining results for systems under consideration is less convenient than the approach described and illustrated with numerous examples in [2].

In [1], the results on systems with delay $H_2/H_2/1$, $H_2/M/1$, $M/H_2/1$ are given, in [5] – on system with delay $HE_2/HE_2/1$, in [6] – on systems with a delay based on the QS $E_2/E_2/1$, $E_2/M/1$, $M/E_2/1$, and in [7] – on systems with a delay based on the QS $HE_2/M/1$. Article [9] presents the results for a system with a delay $M/HE_2/1$, and article [8] summarizes the results for eight systems with a delay in time.

In [11] presents the results of the approach of queues to the Internet and mobile services as queues with a delay in time. At the same time, the scientific literature, including web-resources, the author was not able to detect results on the waiting time for the QS with Erlang and Hyper exponential input distributions of the second order of the general form. Approximate methods with respect to the laws of distributions are described in detail in [4, 13–15], and similar studies in queueing theory have recently been carried out in [16–24].

3 MATERIALS AND METHODS

For the $E_2/H_2/1$ system, the distribution laws of the input flow intervals and the service time are given by the density functions of the form:

$$a(t) = 4\lambda^2 t e^{-2\lambda t}. \quad (1)$$

$$b(t) = q\mu_1 e^{-\mu_1 t} + (1-q)\mu_2 e^{-\mu_2 t}. \quad (2)$$

We write the Laplace transform functions (1) and (2):

$$A^*(s) = \left(\frac{2\lambda}{2\lambda + s} \right)^2, \quad B^*(s) = q \frac{\mu_1}{s + \mu_1} + (1-q) \frac{\mu_2}{s + \mu_2}.$$

The expression $A^*(-s) \cdot B^*(s) - 1 = \psi_+(s) / \psi_-(s)$ for the spectral decomposition of the solution of the LIE for the system $E_2/H_2/1$ takes the form:

$$\frac{\psi_+(s)}{\psi_-(s)} = \left(\frac{2\lambda}{2\lambda - s} \right)^2 \times \left[q \frac{\mu_1}{\mu_1 + s} + (1-q) \frac{\mu_2}{\mu_2 + s} \right] - 1 = \frac{-s(s + s_1)(s + s_2)(s - s_3)}{(2\lambda - s)^2(s + \mu_1)(s + \mu_2)}, \quad (3)$$

because the fourth-degree polynomial in the numerator of expression (3) can be represented as an expansion $-s(s^3 - c_2s^2 - c_1s - c_0)$ with coefficients

$$c_0 = 4\lambda^2q(\mu_1 - \mu_2) + 4\lambda\mu_1(\mu_2 - \lambda), \\ c_1 = 4\lambda(\mu_1 + \mu_2 - \lambda) - \mu_1\mu_2, \quad c_2 = 4\lambda - \mu_1 - \mu_2.$$

In turn, the cubic polynomial

$$s^3 - c_2s^2 - c_1s - c_0 \quad (4)$$

with such coefficients it has two real negative roots $-s_1, -s_2$ and one positive root s_3 in the case of stationary mode, i.e. when $0 < \rho = \bar{\tau}_\mu / \bar{\tau}_\lambda < 1$. Based on the rules of the construction of functions $\psi_+(s)$ and $\psi_-(s)$, from the expression (3), we take the function $\psi_+(s)$

$$\psi_+(s) = \frac{s(s + s_1)(s + s_2)}{(s + \mu_1)(s + \mu_2)},$$

because the zeros $s = 0, -s_1, -s_2$ of the polynomial (4), and the poles $s = -\mu_1, s = -\mu_2$ lie in the half-plane $\text{Re}(s) \leq 0$. For the function $\psi_-(s)$ from the expression (3) we take

$$\psi_-(s) = -\frac{(2\lambda - s)^2}{(s - s_3)},$$

because its zero $s = 2\lambda$ and pole $s = s_3$ lie in the half-plane $\text{Re}(s) \geq D$.

Now the fulfillment of conditions [2] for the constructed functions is obvious. This is confirmed by figure 1, where the zeros and the poles of the obtained decomposition (3) are shown on the complex s - plane. In Figure 1, the poles are marked with crosses, and zeros are indicated by circles.

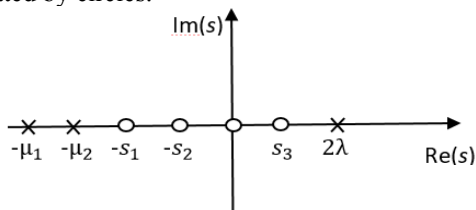


Figure 1 – Zeros and poles of the function $\psi_+(s) / \psi_-(s)$ for the system $E_2/H_2/1$

The constant K required to obtain the solution is $K = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\psi_+(s)}{s} = \frac{s_1s_2}{\mu_1\mu_2}$. The constant K determines the probability that the demand entering the system finds it free.

Using the function and constant K , we define the Laplace transform of the PDF waiting time $W(y)$:

$$\Phi_+(s) = \frac{K}{\psi_+(s)} = \frac{s_1s_2(s + \mu_1)(s + \mu_2)}{s(s + s_1)(s + s_2)\mu_1\mu_2}.$$

From here, the Laplace transform of the waiting time density function $W^*(s) = s \cdot \Phi_+(s)$ is

$$W^*(s) = \frac{s_1s_2(s + \mu_1)(s + \mu_2)}{(s + s_1)(s + s_2)\mu_1\mu_2}. \quad (5)$$

To find the average waiting time, we find the derivative of the function $W^*(s)$ with a minus sign at the point $s=0$:

$$-\frac{dW^*(s)}{ds} \Big|_{s=0} = -\frac{s_1s_2(s + \mu_1)(s + \mu_2)}{(s + s_1)(s + s_2)\mu_1\mu_2} \Big|_{s=0} = \frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_2} - \frac{1}{\mu_1} - \frac{1}{\mu_2}.$$

Finally, the average wait time for the $E_2/H_2/1$ system

$$\bar{W} = \frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_2} - \frac{1}{\mu_1} - \frac{1}{\mu_2}, \quad (6)$$

where s_1, s_2 the absolute values of the negative roots are $-s_1, -s_2$ of the cubic polynomial (4) with the coefficients given above, and μ_1, μ_2 – the distribution parameters (2). Thus, for the average waiting time in the QS $E_2/H_2/1$, the solution in closed form (6) is obtained.

From the expression (5), if necessary, you can also determine the moments of higher orders of the waiting time, for example, the second derivative of the transformation (5) at the point $s=0$ gives the second initial moment of the waiting time, which allows you to determine the dispersion of the waiting time, and hence jitter [12].

For the practical application of expression (6), it is necessary to determine the numerical characteristics of the distributions (1) E_2 and (2) H_2 .

Note that for the distribution of E_2 : $\bar{\tau}_\lambda = \lambda^{-1}$, $c_\lambda = 1/\sqrt{2}$. This problem for the distribution law (2) using both the first two moments, and using the first three moments was considered in detail by the author in [4]. To do this, we write the expressions for the three initial moments of the distribution (2):

$$\bar{\tau}_\mu = \frac{q}{\mu_1} + \frac{(1-q)}{\mu_2}, \quad \bar{\tau}_\mu^2 = \frac{2q}{\mu_1^2} + \frac{2(1-q)}{\mu_2^2}, \quad \bar{\tau}_\mu^3 = \frac{6q}{\mu_1^3} + \frac{6(1-q)}{\mu_2^3}. \quad (7)$$

Then the square of the coefficient of variation of the service time will be equal to

$$c_{\mu}^2 = \frac{(1-q^2)\mu_1^2 - 2q(1-q)\mu_1\mu_2 + q(2-q)\mu_2^2}{[(1-q)\mu_1 + q\mu_2]^2}. \quad (8)$$

In this case, to determine the unknown parameters using the first two moments in [4], the following expressions were obtained

$$\mu_1 = 2q / \bar{\tau}_{\mu}, \quad \mu_2 = 2(1-q) / \bar{\tau}_{\mu},$$

$$q = \frac{1}{2} [1 \pm \sqrt{(c_{\mu}^2 - 1) / (c_{\mu}^2 + 1)}].$$

In this case, for the probability q you can take any of these values. It follows that the coefficient of variation $c_{\mu} \geq 1$. It now remains to determine the values of the desired roots $-s_1, -s_2$ polynomial (4) to use formula (6) for the given input parameters.

When approximating using the first three moments, in order to find the distribution parameters (2), it is necessary in the Mathcad package to solve the system of three equations (7) obtained by the method of moments. In this case, a necessary and sufficient condition for the existence of a solution is the fulfillment of the condition: $\bar{\tau}_{\lambda}^3 \cdot \bar{\tau}_{\lambda} \geq 1,5\bar{\tau}_{\lambda}^2$ [13].

Next, we consider a system that is fundamentally different from the QS studied. For the $E_2/H_2/1$ system with shifted laws of distributions of input flow intervals and service time, these laws are defined by density functions of the form:

$$a(t) = \begin{cases} 4\lambda^2(t-t_0)e^{-2\lambda(t-t_0)}, & t > t_0, \\ 0, & 0 \leq t \leq t_0, \end{cases} \quad (9)$$

$$b(t) = \begin{cases} q\mu_1 e^{-\mu_1(t-t_0)} + (1-q)\mu_2 e^{-\mu_2(t-t_0)}, & t > t_0, \\ 0, & 0 \leq t \leq t_0. \end{cases} \quad (10)$$

Such a QS, unlike the conventional system, is denoted as $E_2^- / H_2^- / 1$.

Statement. The spectral expansions $A^*(-s) \cdot B^*(s) - 1 = \Psi_+(s) / \Psi_-(s)$ of the LIE solution for systems $E_2^- / H_2^- / 1$ and $E_2/H_2/1$ completely coincide and have the form (3). Consequently, the Laplace transforms of the waiting time density function for them also coincide.

Proof. The Laplace transforms of functions (9) and (10) will be respectively:

$$A^*(s) = \left(\frac{2\lambda}{s+2\lambda} \right)^2 e^{-t_0 s},$$

$$B^*(s) = \left[q \frac{\mu_1}{s+\mu_1} + (1-q) \frac{\mu_2}{s+\mu_2} \right] e^{-t_0 s}.$$

The spectral decomposition $A^*(-s) \cdot B^*(s) - 1 = \Psi_+(s) / \Psi_-(s)$ of the LIE solution for the $E_2^- / H_2^- / 1$ system will be:

$$\frac{\Psi_+(s)}{\Psi_-(s)} = \left(\frac{2\lambda}{2\lambda-s} \right)^2 e^{t_0 s} \times \left[q \frac{\mu_1}{s+\mu_1} + (1-q) \frac{\mu_2}{s+\mu_2} \right] e^{-t_0 s} - 1 =$$

$$= \frac{-s(s+s_1)(s+s_2)(s-s_3)}{(2\lambda-s)^2(s+\mu_1)(s+\mu_2)}.$$

Here, the exponential functions due to the opposite signs of the exponents are zeroed out and thus the shift operation is leveled. We thereby obtained the same expression (3). Therefore, the spectral expansions for the $E_2^- / H_2^- / 1$ and $E_2/H_2/1$ system completely coincide and have the form (3). Thus, all the above considerations for the $E_2/H_2/1$ system are also valid for the system, but already with the changed numerical characteristics of the shifted distributions (7) and (8). The statement is proved.

Thus, considering the $E_2^- / H_2^- / 1$ system, we can fully take advantage of the results obtained above for the $E_2/H_2/1$ system, but with the changed numerical characteristics of the shifted distributions (9) and (10).

We define the numerical characteristics of the interval between the arrivals of requirements and service time for the new $E_2^- / H_2^- / 1$ system. To do this, we use the Laplace transforms of functions (9) and (10).

Now we write the equations for the first two initial moments for determining the unknown distribution parameters (9):

$$\bar{\tau}_{\lambda} = \lambda^{-1} + t_0, \quad (11)$$

$$\bar{\tau}_{\lambda}^2 = t_0^2 + \frac{2t_0}{\lambda} + \frac{3}{2\lambda^2}. \quad (12)$$

Define the square of the coefficient of variation of the interval between the arrivals of requirements $c_{\lambda}^2 = \bar{\tau}_{\lambda}^2 / (\bar{\tau}_{\lambda})^2 - 1 = 1/2(1+\lambda t_0)^2$.

Hence the coefficient of variation:

$$c_{\lambda} = [\sqrt{2}(1+\lambda t_0)]^{-1}. \quad (13)$$

The value of the first derivative of the function $B^*(s)$ with a minus sign at the point $s=0$ is equal to

$$-\left. \frac{dB^*(s)}{ds} \right|_{s=0} = q\mu_1^{-1} + (1-q)\mu_2^{-1} + t_0.$$

Hence, the average service time will be equal to

$$\bar{\tau}_{\mu} = q\mu_1^{-1} + (1-q)\mu_2^{-1} + t_0. \quad (14)$$

The value of the second derivative of the function $B^*(s)$ at $s=0$ gives the second initial moment of service time $\bar{\tau}_{\mu}^2 = 2[q\mu_1^{-2} + (1-q)\mu_2^{-2}] + t_0^2 + 2t_0[q\mu_1^{-1} + (1-q)\mu_2^{-1}]$.

From here we define the square of the coefficient of variation of the service time:

$$c_{\mu}^2 = \frac{[(1-q^2)\mu_1^2 - 2\mu_1\mu_2q(1-q) + q(2-q)\mu_2^2]}{[t_0\mu_1\mu_2 + (1-q)\mu_1 + q\mu_2]^2}. \quad (15)$$

Note that the coefficients of variation $0 < c_{\lambda} < 1/\sqrt{2}$ and $c_{\mu} > 0$ for the shift parameter $t_0 > 0$.

Considering expressions (11), (13) and (14) (15) as a form of recording the method of moments, we find the unknown distribution parameters (9) and (10). We determine the distribution parameter (9) λ from (11) and get the value $\lambda = 1/(\bar{\tau}_{\lambda} - t_0)$.

Finding distribution parameters (10) μ_1, μ_2, q will be similar to finding these parameters for distribution (2). Now, based on the form of equation (14), we set

$$\mu_1 = 2q/(\bar{\tau}_{\mu} - t_0), \mu_2 = 2(1-q)/(\bar{\tau}_{\mu} - t_0) \quad (16)$$

and demand the fulfillment of condition (15). Substituting the particular solution (16) into equality (15) and eliminating the trivial solutions $q=0, q=1$ from the 4th

degree equation $q^2 - q + \frac{(\bar{\tau}_{\mu} - t_0)^2}{2[(\bar{\tau}_{\mu} - t_0)^2 + c_{\mu}^2\bar{\tau}_{\mu}^2]} = 0$ with

respect to q , we obtain the solution for probability q as the roots of the quadratic equation:

$$q = \frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{(\bar{\tau}_{\mu} - t_0)^2}{2[(\bar{\tau}_{\mu} - t_0)^2 + c_{\mu}^2\bar{\tau}_{\mu}^2]}} \quad (17)$$

and then we determine the parameters μ_1 and μ_2 from (16). In this case, as the parameter q , you can choose any of the two values. Consequently, the range of applicability of the system $E_2^-/H_2^-/1$ will be determined by the nonnegativity of the expression under the square root.

From expression (17) it follows that the input parameters μ, c_{μ}, t_0 are constrained $c_{\mu} \geq 1 - t_0/\bar{\tau}_{\mu}$, and in turn, from (17) it follows that $0 < t_0 < \bar{\tau}_{\mu}$. Thus, the $E_2^-/H_2^-/1$ system is applicable when performing constraints

$$c_{\mu} \geq 1 - t_0/\bar{\tau}_{\mu}, 0 < t_0 < \bar{\tau}_{\mu}. \quad (18)$$

Let us now estimate the effect of the shift parameter t_0 on the coefficient of variation of the service time c_{μ} .

Comparison of expressions (8) and (15) shows that c_{μ} for distribution (10) decreases by $1 + t_0\mu_1\mu_2/[\mu_1(1-q) + \mu_2q]$ times.

By specifying the values $\bar{\tau}_{\lambda}, \bar{\tau}_{\mu}, c_{\lambda}, c_{\mu}, t_0$ as the input parameters of the system, we thus determine all unknown parameters of the distributions (9) and (10) using the known method of moments. Further, having determined the absolute values of the negative roots s_1, s_2 of the cubic polynomial (4), we can calculate the

average waiting time by expression (6) for the ranges of variation of the coefficients of variation $c_{\lambda} \in (0, 1/\sqrt{2})$ and $c_{\mu} \in (0, \infty)$ depending on the value of the shift parameter $t_0 > 0$.

4 EXPERIMENTS

Below in the table. 1 shows the calculation data for the $E_2/H_2/1$ system for the cases of low, medium and high loads $\rho = 0, 1; 0, 5; 0, 9$. Note that the $E_2/H_2/1$ system is applicable for $c_{\lambda} = 1/\sqrt{2}, c_{\mu} \geq 1$. The load factor ρ in all tables is determined by the ratio of average intervals $\rho = \bar{\tau}_{\mu}/\bar{\tau}_{\lambda}$. The calculations given in all tables are carried out for the normalized service time $\bar{\tau}_{\mu} = 1$.

Table 1 – Results of experiments for QS $E_2/H_2/1$

Input parameters ρ, c_{μ}	Average waiting time for QS $E_2/H_2/1$			
ρ	$c_{\mu}=1$	$c_{\mu}=2$	$c_{\mu}=4$	$c_{\mu}=8$
0.1	0.030	0.160	0.795	3.448
0.5	0.618	2.094	8.082	32.079
0.9	6.588	20.072	74.065	290.063

Tables 2 and 3 show the calculation data for the system with delay also for the cases of low, medium and high load $\rho = 0, 1; 0, 5; 0, 9$ for the values $c_{\mu} = 1$ and $c_{\mu} = 2$, accordingly, for the conventional system $E_2/H_2/1$ with the values of the shift parameter t_0 from 0,001 to 0,99 for the system with a delay.

Table 2 – Results of experiments for QS $E_2^-/H_2^-/1$ when for system $E_2/H_2/1$ $c_{\mu} = 1$

Input parameters				Average waiting time	
ρ	c_{λ}	c_{μ}	t_0	For QS $E_2^-/H_2^-/1$	For QS $E_2/H_2/1$
0.1	0.637	0.503	0.99	0.011	0.030
	0.672	0.667	0.5	0.011	
	0.700	0.909	0.1	0.023	
	0.706	0.990	0.01	0.029	
0.5	0.707	0.999	0.001	0.030	0.618
	0.357	0.503	0.99	0.125	
	0.530	0.667	0.5	0.223	
	0.672	0.909	0.1	0.499	
0.9	0.704	0.990	0.01	0.605	6.588
	0.707	0.999	0.001	0.617	
	0.077	0.503	0.99	1.135	
	0.389	0.667	0.5	2.480	
0.9	0.643	0.909	0.1	5.396	6.588
	0.701	0.990	0.01	6.457	
0.9	0.707	0.999	0.001	6.575	

Table 3 – Results of experiments for QS $E_2^-/H_2^-/1$ when
 for system $E_2/H_2/1$ $c_\mu = 2$

Input parameters				Average waiting time	
ρ	c_λ	c_μ	t_0	For QS $E_2^-/H_2^-/1$	For QS $E_2/H_2/1$
0.1	0.637	1.005	0.99	0.055	0.160
	0.672	1.333	0.5	0.065	
	0.700	1.818	0.1	0.128	
	0.706	1.980	0.01	0.156	
	0.707	1.998	0.001	0.159	
0.5	0.357	1.005	0.99	0.504	2.094
	0.530	1.333	0.5	0.877	
	0.672	1.818	0.1	1.716	
	0.704	1.980	0.01	2.051	
	0.707	1.998	0.001	2.089	
0.9	0.077	1.005	0.99	4.544	20.072
	0.389	1.333	0.5	8.473	
	0.643	1.818	0.1	16.538	
	0.701	1.980	0.01	19.674	
	0.706	1.998	0.001	20.031	

5 RESULTS

In the work, spectral expansions of the solution of the Lindley integral equation for two systems $E_2/H_2/1$, $E_2^-/H_2^-/1$ are obtained, and it is proved that they completely coincide. Using the spectral decomposition, a formula is derived for the average waiting time in the queue for these systems in closed form. These formulas complement and extend the well-known incomplete formula for the average waiting time for G/G/1 systems.

The operation of the shift in time on the one hand, leads to an increase in system load with a delay. For example, for a $E_2^-/H_2^-/1$ system with a delay, the load is increased by $\frac{1 + \mu_1 \mu_2 t_0 / [q \mu_2 + (1 - q) \mu_1]}{(1 + \lambda t_0)}$ compared to

the usual system $E_2/H_2/1$. The time shift operation, on the other hand, reduces the variation coefficients of the interval between arrivals and the service time of requirements. Because the average waiting time in the G/G/1 system is related to the coefficients of variation of the arrival intervals and service time by the quadratic dependence, the average waiting time in the delayed system will be less than in a conventional system with the same load factor.

For example, for a $E_2^-/H_2^-/1$ system with a load $\rho = 0.9$ and a shift parameter $t_0 = 0.99$, the coefficient of variation of the arrival intervals c_λ decreases with for the usual system $E_2/H_2/1$ to 0.077 for a QS $E_2^-/H_2^-/1$. The service time variation coefficient decreases from 2 to 1.005, and the waiting time decreases from 6.59-time units for a conventional system to almost 1.14-time units for a latency system, i.e. almost 6 times (Table 2). The situation is similar with the results of Table 3.

The range of variation of the $E_2^-/H_2^-/1$ system parameters is much wider than that of the $E_2/H_2/1$ system

therefore; these systems can be successfully applied in modern teletraffic theory.

6 DISCUSSION

As can be seen from tables 2 and 3, the average waiting time in the $E_2^-/H_2^-/1$ system with increasing shift parameter decreases many times as compared with the conventional system $E_2/H_2/1$.

As expected, the data table 2 and 3 fully confirm the above assumptions about the average waiting time in a system with a delay. In connection with the reduction of the coefficients of variation of the intervals of arrivals of requirements and the service time due to the input of the shift parameter into the laws of distributions, the latency of requirements in the queue decreases in the system with a delay. Moreover, this decrease is many times. In addition, with a decrease in the shift parameter t_0 , the average waiting time in the system with delay tends to the value of this time in the conventional system, which further confirms the adequacy of the results obtained.

Thus, table 2 and 3 demonstrates the qualitative and quantitative influence of the shift parameter on the numerical characteristics of distributions (11) and (12), as well as on the main characteristic of the system – the average waiting time.

CONCLUSIONS

The article presents the solution to the problem of determining the average waiting time for two queuing systems $E_2/H_2/1$ and $E_2^-/H_2^-/1$ by the classical method of spectral decomposition.

The scientific novelty the obtained results consist in the fact that spectral expansions of the solution of the Lindley integral equation for the systems under consideration were obtained and with their help the formulas for the average waiting time in the queue for these systems in closed form were derived. These expressions extend and complement the well-known incomplete formula in queuing theory for the mean waiting time for systems of type G/G/1 with arbitrary laws of input flow distribution and service time.

The practical significance of the work lies in the fact that the obtained results can be successfully applied in the modern theory of teletraffic, where the delays of incoming traffic packets play a primary role. For this, it is necessary to know the numerical characteristics of the incoming traffic intervals and the service time at the level of the first two moments, which does not cause difficulties when using modern traffic analyzers.

Prospects for further research are seen in the continuation of the study of systems of type G/G/1 with other common input distributions and in expanding and supplementing the formulas for average waiting time.

ACKNOWLEDGEMENTS

This work was carried out as part of the author's scientific school "Methods and Models for the Research of Computing Systems and Networks", registered at the

Russian Academy of Natural Sciences on 31.03.2015 and was supported by the University of PSUTI.

REFERENCES

1. Kleinrock L. Queueing Systems, Vol. I: Theory. New York, Wiley, 1975, 417 p.
2. Brannstrom N. A. Queueing Theory analysis of wireless radio systems. Applied to HS-DSCH. Lulea university of technology, 2004, 79 p.
3. Whitt W. Approximating a point process by a renewal process: two basic methods, *Operation Research*, 1982, Vol. 30, No. 1, pp. 125–147.
4. Tarasov V. N. Extension of the Class of Queueing Systems with Delay, *Automation and Remote Control*, 2018, Vol. 79, No. 12, pp. 2147–2157. DOI: 10.1134/S0005117918120056.
5. Tarasov V.N. Analysis and comparison of two queueing systems with hypererlangian input distributions, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2018, Vol. 47, No. 4, pp. 61–70. DOI: 10.15588/1607-3274-2018-4-6.
6. Tarasov V.N., Bakhareva N.F. Research of queueing systems with shifted erlangian and exponential input distributions, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2019, Vol. 48, No. 1, pp. 67–76. DOI: 10.15588/1607-3274-2019-1-7.
7. Tarasov V.N. The analysis of two queueing systems HE₂/M/1 with ordinary and shifted input distributions, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2019, Vol. 49, No. 2, pp. 71–79. DOI: 10.15588/1607-3274-2019-2-8.
8. Tarasov V.N. Queueing systems with delay. *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2019, Vol. 50, No. 3, pp. 71–79. DOI: 10.15588/1607-3274-2019-4-5.
9. Tarasov V.N., Bakhareva N.F. Comparative analysis of two Queueing Systems M/HE₂/1 with ordinary and with the shifted input Distributions, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2019, Vol. 51, No. 4, pp. 50–58. DOI: 10.15588/1607-3274-2019-4-5.
10. Bocharov P. P., Pechinkin A. V. Teoriya massovogo obsluzhivaniya. Moscow, Publishing House of Peoples' Friendship University, 1995, 529 p.
11. Novitzky S., Pender J., Rand R. H., Wesson E. Nonlinear Dynamics in Queueing Theory: Determining the Size of Oscillations in Queues with Delay, *SIAM J. Appl. Dyn. Syst.*, 18–1 2019, Vol. 18, No. 1, pp. 279–311. DOI: <https://doi.org/10.1137/18M1170637>.
12. RFC 3393 IP Packet Delay Variation Metric for IP Performance Metrics (IPPM) [Electronic resource]. Available at: <https://tools.ietf.org/html/rfc3393>.
13. Myskja A. An improved heuristic approximation for the GI/GI/1 queue with bursty arrivals. *Teletraffic and datatraffic in a Period of Change. ITC-13*. Elsevier Science Publishers, 1991, pp. 683–688.
14. Liu X. Diffusion approximations for double-ended queues with reneging in heavy traffic, *Queueing Systems: Theory and Applications*, Springer, 2019, Vol. 91, No. 1, pp. 49–87. DOI: 10.1007/s11134-018-9589-7.
15. Poojary S., Sharma V. An asymptotic approximation for TCP CUBIC, *Queueing Systems: Theory and Applications*, 2019, Vol. 91, No. 1, pp. 171–203. DOI: 10.1007/s11134-018-9594-x.
16. Aras A.K., Chen X. & Liu Y. Many-server Gaussian limits for overloaded non-Markovian queues with customer abandonment, *Queueing Systems*, 2018, Vol. 89, No. 1, pp. 81–125. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-018-9575-0>.
17. Jennings O.B., Pender J. Comparisons of ticket and standard queues, *Queueing Systems*, 2016, Vol. 84, No. 1, pp. 145–202. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-016-9493-y>.
18. Gromoll H. C., Terwilliger B., Zwart B. Heavy traffic limit for a tandem queue with identical service times, *Queueing Systems*, 2018, Vol. 89, No. 3, pp. 213–241. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9560-z>.
19. Legros B. M/G/1 queue with event-dependent arrival rates. *Queueing Systems*, 2018, Vol. 89, No. 3, pp. 269–301. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9557-7/>.
20. Bazhba M., Blanchet J., Rhee CH., et al. Queue with heavy-tailed Weibull service times, *Queueing Systems*, 2019, Vol. 93, No. 11, pp. 1–32. <https://doi.org/10.1007/s11134-019-09640-z/>
21. Adan I., D'Auria B., Kella O. Special volume on 'Recent Developments in Queueing Theory' of the third ECQT conference. *Queueing Systems*, 2019, Vol. 93, No. 1, pp. 1–190. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-019-09630-1>.
22. Adan I., D'Auria B., Kella O. Special volume on 'Recent Developments in Queueing Theory' of the third ECQT conference: part 2, *Queueing Systems*, 2019, pp. 1–2. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-019-09637-8>.
23. Tibi D. Martingales and buffer overflow for the symmetric shortest queue model. *Queueing Systems*, Vol. 93, 2019, pp. 153–190. DOI: 10.1007/s11134-019-09628-9.
24. Jacobovic R., Kella O. Asymptotic independence of regenerative processes with a special dependence structure. *Queueing Systems*, 2019, Vol. 93, pp. 139–152. DOI: 10.1007/s11134-019-09606-1.

Received 18.03.2020.
Accepted 25.06.2020.

УДК 621.391.1: 621.395

ДОСЛІДЖЕННЯ ДВОХ СИСТЕМ E₂/H₂/1 ЗІ ЗВИЧАЙНИМИ ТА ЗСУНУТИМИ РОЗПОДІЛАМИ МЕТОДОМ СПЕКТРАЛЬНОГО РОЗКЛАДАННЯ

Тарасов В. Н. – д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри програмного забезпечення та управління в технічних системах Поволзького державного університету телекомунікацій та інформатики, Росія.

АНОТАЦІЯ

Актуальність. В теорії масового обслуговування дослідження систем G/G/1 актуальні в зв'язку з тим, що не можна отримати рішення для часу очікування в кінцевому вигляді в загальному випадку при довільних законах розподілів вхідного потоку і часу обслуговування. Тому важливі дослідження таких систем для окремих випадків вхідних розподілів. Була розглянута задача виведення рішення для середнього часу очікування в черзі в замкнутій формі для двох систем зі звичайними і зі зсунутими ерлангівськими та гіперекспонентними вхідними розподілами.

Мета роботи. Отримання рішення для основної характеристики системи – середнього часу очікування вимог в черзі для двох систем масового обслуговування типу $G/G/1$ зі звичайними та зі зсунутими ерлангівськими та гіперекспонентними вхідними розподілами.

Метод. Для вирішення поставленого завдання був використаний класичний метод спектрального розкладання рішення інтегрального рівняння Ліндлі. Цей метод дозволяє отримати рішення для середнього часу очікування для розглянутих систем в замкнутій формі. Метод спектрального розкладання рішення інтегрального рівняння Ліндлі грає важливу роль в теорії систем $G/G/1$. Для практичного застосування отриманих результатів було використано відомий метод моментів теорії ймовірностей.

Результати. Вперше отримано спектральне розкладання рішення інтегрального рівняння Ліндлі для двох систем, за допомогою якого виведено розрахункове вираз для середнього часу очікування в черзі в замкнутій формі.

Висновки. Отримано спектральне розкладання рішення інтегрального рівняння Ліндлі для розглянутих систем, та з їх допомогою виведено розрахункове вираз для середнього часу очікування в черзі для цих систем в замкнутій формі. Показано, що в системі з запізненням у часі середній час очікування менше, ніж у звичайній системі. Отримане розрахункове вираз для часу очікування розширює і доповнює відому незавершену формулу теорії масового обслуговування для середнього часу очікування для систем $G/G/1$ з довільними законами розподілів вхідного потоку і часу обслуговування. Такий підхід дозволяє розрахувати середній час очікування для зазначених систем в математичних пакетах для широкого діапазону зміни параметрів трафіку. Всі інші характеристики систем є похідними часу очікування.

Крім середнього часу очікування, такий підхід дає можливість також визначити моменти вищих порядків часу очікування. З огляду на той факт, що варіація затримки пакетів (джиттер) в телекомунікації визначається як дисперсія часу очікування від його середнього значення, то джиттер можна буде визначити через дисперсію часу очікування.

Отримані результати публікуються вперше.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: система з запізненням, система $E_2/H_2/1$, перетворення Лапласа, середній час очікування в черзі, метод спектрального розкладання.

УДК 621.391.1: 621.395

ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХ СИСТЕМ $E_2/H_2/1$ С ОБЫЧНЫМИ И СО СДВИНУТЫМИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯМИ МЕТОДОМ СПЕКТРАЛЬНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ

Тарасов В. Н. – д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой программного обеспечения и управления в технических системах Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, Росія.

АННОТАЦИЯ

Актуальность. В теории массового обслуживания исследования систем $G/G/1$ актуальны в связи с тем, что нельзя получить решения для времени ожидания в конечном виде в общем случае при произвольных законах распределений входного потока и времени обслуживания. Поэтому важны исследования таких систем для частных случаев входных распределений. Рассмотрена задача вывода решения для среднего времени ожидания в очереди в замкнутой форме для пары систем с обычными и со сдвинутыми эрланговскими и гиперэкспоненциальными входными распределениями.

Цель работы. Получение решения для основной характеристики систем – среднего времени ожидания требований в очереди для двух систем массового обслуживания типа $G/G/1$ с обычными и со сдвинутыми гиперэкспоненциальными и эрланговскими входными распределениями.

Метод. Для решения поставленной задачи использован классический метод спектрального разложения решения интегрального уравнения Ліндлі. Данный метод позволяет получить решение для среднего времени ожидания для рассматриваемых систем в замкнутой форме. Метод спектрального разложения решения интегрального уравнения Ліндлі играет важную роль в теории систем $G/G/1$. Для практического применения полученных результатов использован известный метод моментов теории вероятностей.

Результаты. Впервые получены спектральные разложения решения интегрального уравнения Ліндлі для двух систем, с помощью которых выведены расчетные выражения для среднего времени ожидания в очереди в замкнутой форме.

Выводы. Получены спектральные разложения решения интегрального уравнения Ліндлі для рассматриваемых систем и с их помощью выведены расчетные выражения для среднего времени ожидания в очереди для этих систем в замкнутой форме. Показано, что в системе с запаздыванием во времени среднее время ожидания меньше, чем в обычной системе. Полученные формулы для времени ожидания расширяют и дополняют известную незавершенную формулу теории массового обслуживания для среднего времени ожидания для систем $G/G/1$ с произвольными законами распределений входного потока и времени обслуживания. Такой подход позволяет рассчитать среднее время ожидания для указанных систем в математических пакетах для широкого диапазона изменения параметров трафика. Все остальные характеристики систем являются производными от времени ожидания.

Кроме среднего времени ожидания, такой подход дает возможность определить и моменты высших порядков времени ожидания. Учитывая тот факт, что вариация задержки пакетов (джиттер) в телекоммуникациях определяется как разброс времени ожидания от его среднего значения, то джиттер можно будет определить через дисперсию времени ожидания.

Полученные результаты публикуются впервые.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: система с запаздыванием, система $E_2/H_2/1$, преобразование Лапласа, среднее время ожидания в очереди, метод спектрального разложения.

ЛІТЕРАТУРА/ЛИТЕРАТУРА

1. Kleinrock L. Queueing Systems / L. Kleinrock // Vol. I: Theory, New York : Wiley, 1975. – 417 p.
2. Brannstrom N. A Queueing Theory analysis of wireless radio systems / N. Brannstrom – Applied to HS-DSCH. Lulea university of technology, 2004. – 79 p.

3. Whitt W. Approximating a point process by a renewal process: two basic methods / W. Whitt // *Operation Research*. – 1982. – № 1. – P. 125–147.
4. Тарасов В. Н. Расширение класса систем массового обслуживания с запаздыванием / В. Н. Тарасов // *Автоматика и телемеханика*. – 2018. – № 12. – С. 57–70.
5. Тарасов В. Н. Анализ и сравнение двух систем массового обслуживания с гиперэрланговскими входными распределениями / В. Н. Тарасов // *Радиоэлектроника, информатика, управление*. – 2018. – № 4. – С. 61–70.
6. Тарасов В. Н. Исследование систем массового обслуживания с сдвинутыми эрланговскими и экспоненциальными входными распределениями / В. Н. Тарасов, Н. Ф. Бахарева // *Радиоэлектроника, информатика, управление*. – 2019. – № 1. – С. 67–76.
7. Тарасов В. Н. Анализ двух систем массового обслуживания HE2/M/1 с обычными и сдвинутыми входными распределениями / В. Н. Тарасов // *Радиоэлектроника, информатика, управление*. – 2019. – № 2. – С. 71–79.
8. Tarasov V. N. Queueing systems with delay / V. N. Tarasov // *Radio Electronics, Computer Science, Control*. – 2019. – Vol. 50, № 3. – P. 71–79.
9. Тарасов В. Н. Сравнительный анализ двух систем массового обслуживания M/HE2/1 с обычными и со сдвинутыми входными распределениями / В. Н. Тарасов, Н. Ф. Бахарева // *Радиоэлектроника, информатика, управление*. – 2019. – № 4. – С. 50–58.
10. Бочаров П. П. Теория массового обслуживания / П. П. Бочаров, А. В. Печинкин. – М. : Изд-во РУДН, 1995. – 529 с.
11. Nonlinear Dynamics in Queueing Theory: Determining the Size of Oscillations in Queues with Delay / [S. Novitzky, J. Pender, R. H. Rand, E. Wesson] // *SIAM J. Appl. Dyn. Syst.* – 2019. – Vol. 18, № 1. – P. 279–311. DOI: <https://doi.org/10.1137/18M1170637>.
12. RFC 3393 IP Packet Delay Variation Metric for IP Performance Metrics (IPPM) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://tools.ietf.org/html/rfc3393>.
13. Myskja A. An improved heuristic approximation for the GI/GI/1 queue with bursty arrivals // A. Myskja // *Teletraffic and datatraffic in a Period of Change*. ITC-13. Elsevier Science Publishers. – 1991. – P. 683–688.
14. Liu X. Diffusion approximations for double-ended queues with reneging in heavy traffic // X. Liu // *Queueing Systems: Theory and Applications*, Springer. – 2019. – Vol. 91, № 1. – P. 49–87. DOI: [10.1007/s11134-018-9589-7](https://doi.org/10.1007/s11134-018-9589-7).
15. Poojary S. An asymptotic approximation for TCP CUBIC // S. Poojary, V. Sharma // *Queueing Systems: Theory and Applications*. – 2019. – Vol. 91, № 1. – P. 171–203. DOI: [10.1007/s11134-018-9594-x](https://doi.org/10.1007/s11134-018-9594-x).
16. Aras A. K. Many-server Gaussian limits for overloaded non-Markovian queues with customer abandonment / A. K. Aras, X. Chen, Y. Liu // *Queueing Systems*. – 2018. – Vol. 89, № 1. – P. 81–125. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-018-9575-0>.
17. Jennings O. B. Comparisons of ticket and standard queues // O. B. Jennings, J. Pender // *Queueing Systems*. – 2016. – Vol. 84, № 1. – P. 145–202. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-016-9493-y>.
18. Gromoll H. C. Heavy traffic limit for a tandem queue with identical service times / H. C. Gromoll, B. Terwilliger, B. Zwart // *Queueing Systems*. – 2018. – Vol. 89, No. 3, P. 213–241. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9560-z>.
19. Legros B. M/G/1 queue with event-dependent arrival rates / B. Legros // *Queueing Systems*. – 2018. – Vol. 89, № 3. – P. 269–301. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9557-7>.
20. Bazhba M. Queue with heavy-tailed Weibull service times / M. Bazhba, J. Blanchet, CH. Rhee // *Queueing Systems*. – 2019. – Vol. 93, № 11. – P. 1–32. <https://doi.org/10.1007/s11134-019-09640-z>.
21. Adan I. Special volume on ‘Recent Developments in Queueing Theory’ of the third ECQT conference / I. Adan, B. D’Auria, O. Kella // *Queueing Systems*. – 2019. – P. 1–190. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-019-09630-1>.
22. Adan I. Special volume on ‘Recent Developments in Queueing Theory’ of the third ECQT conference: part 2 / I. Adan, B. D’Auria, O. Kella // *Queueing Systems*. – 2019. – P. 1–2. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11134-019-09637-8>.
23. Tibi D. Martingales and buffer overflow for the symmetric shortest queue model / D. Tibi // *Queueing Systems*. – 2019. – Vol. 93. – P. 153–190. DOI: [10.1007/s11134-019-09628-9](https://doi.org/10.1007/s11134-019-09628-9).
24. Jacobovic R. Asymptotic independence of regenerative processes with a special dependence structure / R. Jacobovic, O. Kella // *Queueing Systems*. – 2019. – Vol. 93. – P. 139–152. DOI: [10.1007/s11134-019-09606-1](https://doi.org/10.1007/s11134-019-09606-1).

НЕЙРОІНФОРМАТИКА ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ СИСТЕМИ

NEUROINFORMATICS AND INTELLIGENT SYSTEMS

НЕЙРОИНФОРМАТИКА И ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 004.932.2:004.93'1

ВИВЧЕННЯ КРИТЕРІЇВ ІНФОРМАТИВНОСТІ ДАНИХ ПРИ ВПРОВАДЖЕННІ АПАРАТУ ДЕРЕВ РІШЕНЬ У МЕТОДАХ СТРУКТУРНОЇ КЛАСИФІКАЦІЇ ЗОБРАЖЕНЬ

Гадецька С. В. – канд. фіз.-мат. наук, доцент, доцент кафедри вищої математики, Харківський національний автомобільно-дорожній університет, Харків, Україна.

Гороховатський В. О. – д-р техн. наук, професор, професор кафедри інформатики, Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, Україна.

Стяглик Н. І. – канд. пед. наук, завідувач кафедри інформаційних технологій, Харківський навчально-науковий інститут ДВНЗ «Університет банківської справи», Харків, Україна.

АНОТАЦІЯ

Актуальність. Дієві класифікаційні рішення у сучасних системах комп'ютерного зору потребують поглибленого вивчення природи оброблюваних даних. Кластерне подання для базової системи структурних ознак як множини дескрипторів ключових точок зображення сприяє зниженню розмірності та суттєвому спрощенню засобів аналізу даних. Основним інструментом є статистичне дослідження даних описів у складі кластерного подання, яке відображає узагальнені властивості візуального об'єкта. Впровадження апарату дерев ґрунтується на статистичному аналізі компонентів даних задля прийняття рішення про віднесення візуального об'єкта до відповідного класу. Побудова дерев базується на показниках інформативності даних, що забезпечують процес логічного оброблення при розділенні у гілках дерева. Маючи єдину ймовірнісну природу, ці показники вимірюють і оцінюють суттєво різну за змістом інформацію. Важливим представляється вивчення як загальних властивостей цих критеріїв у задачі класифікації, так і оцінювання їх індивідуальних характеристик.

Мета роботи. Вирішення задачі класифікації візуальних об'єктів за кластерним поданням даних для структурного опису зображення із застосуванням апарату дерев рішень.

Метод. Запропоновано спосіб класифікації зображень на основі кластерного подання даних із використанням апарату дерев рішень та інструментарію теорії інформації.

Результати. Підтверджено працездатність і ефективність методу класифікації шляхом застосування апарату дерев до кластерного подання даних структурного опису зображення. На прикладах застосування різних критеріїв інформативності для реальних експериментальних даних зображень оцінена результативність створених дерев. Порівняльним чином проаналізовані особливості впровадження різних критеріїв інформативності даних при побудові дерева рішень.

Висновки. Застосування розглянутих критеріїв інформативності різним чином задає послідовність впровадження незалежних змінних у класифікаційному дереві, якими виступають числові показники кластерного подання опису зображення. Проведені розрахунки свідчать про те, що ентропія Шеннона та коефіцієнт Джині є достатньо потужними критеріями інформативності, які забезпечують практичну побудову класифікаційного дерева рішень. Схожість функції сумісної інформативності кореневого вузла для різних критеріїв підтверджує об'єктивність проведеного дослідження, а їх відмінність відображає індивідуальний характер чутливості до аналізованих даних.

Наукову новизну дослідження складає удосконалення та статистичне обґрунтування процедур прийняття класифікаційних рішень для даних кластерного подання описів зображень на основі впровадження моделей дерев.

Практична значущість роботи полягає у підтвердженні результативності запровадження апарату дерев для класифікації даних на прикладах зображень у системах комп'ютерного зору.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: комп'ютерний зір, методи структурного розпізнавання зображень, множина ключових точок, дескриптор BRISK, кластерне подання, релевантність описів, критерій приросту інформації, ентропія Шеннона, ентропія Рен'ї, коефіцієнт Джині.

АБРЕВІАТУРИ

BRISK – (Binary Robust Invariant Scalable Keypoints) – метод виявлення та опису ключових точок;

OpenCV – бібліотека програмного забезпечення для систем комп'ютерного зору;

КТ – ключова точка;

ID3 – метод побудови дерев рішень.

НОМЕНКЛАТУРА

Z – база описів еталонів;

Z_j – опис еталону;

O – опис аналізованого об'єкту;

J – число класів;

K_i – кластер,

k – число кластерів;

$h[Z^j]$ – векторний опис еталону у кластерному просторі;

h_i^j – кількість елементів j -го еталону, що належать кластеру K_i ;

Gain – критерій приросту інформації;

n – кількість даних, що розділяються у вузлі дерева;

n_1, n_2 – число елементів дочірніх вузлів бінарного дерева;

$I(n)$ – критерій інформативності даних;

$I_S(n)$ – інформаційна ентропія Шеннона;

p – оцінка ймовірності появи елементів класу серед елементів вузла;

$I_J(n)$ – коефіцієнт Джині;

$I_R(n)$ – ентропія Рен'ї;

$I_T^\alpha(n)$ – ентропія Тсалліса.

ВСТУП

Процес впровадження дієвих класифікаційних рішень у сучасних системах комп'ютерного зору потребує вирішення ряду проблем, пов'язаних із поглибленим вивченням природи оброблюваних даних. У структурних методах розпізнавання зображень описи візуальних об'єктів подаються у вигляді множини дескрипторів ключових точок (КТ) – скінченної множини числових векторів достатньо високої розмірності [1–4]. У такому випадку трансформація простору даних до моделі кластерної системи сприяє зниженню розмірності, суттєвому спрощенню засобів оброблення та прикладного застосування [5, 6]. Основним інструментом при цьому виступає статистичне дослідження даних описів у складі кластерного подання, яке в аспекті розпізнавання відображає узагальнені властивості візуального об'єкта [6, 7].

Розкладення множини дескрипторів КТ шляхом її чисельного представлення у кластерному просторі дає можливість впровадити потенцію сучасного апарату data science для аналізу змісту кластерів задля побудови

© Гадецька С. В., Гороховатський В. О., Стяглик Н. І., 2020
DOI 10.15588/1607-3274-2020-3-7

дови дійового класифікатора [5, 6]. Одним із варіантів є застосування дерев рішень, що робить процес класифікації прозорим і зрозумілим для людини [8, 9, 10, 11]. Впровадження апарату дерев ґрунтується на статистичному аналізі компонентів даних задля прийняття рішення про віднесення візуального об'єкта за його кластерним описом до відповідного класу. Побудова дерев базується на ряді показників інформативності даних, що забезпечують їх логічне оброблення при розділенні у гілках дерева [9]. На сьогодні до найбільш використовуваних можна віднести критерії Шеннона, Джині та Рен'ї [8, 9, 12, 13]. Незважаючи на єдину ймовірнісну природу, ці показники насправді вимірюють і оцінюють суттєво різну за змістом інформацію. Важливим представляється вивчення як загальних властивостей цих критеріїв стосовно задачі класифікації, так і визначення їх індивідуальних особливостей.

Об'єктом дослідження статті є векторна модель кластерного подання структурного опису зображення як множини дескрипторів ключових точок.

Предметом дослідження є побудова дерева класифікаційних рішень на основі кластерного подання опису.

Мета – вивчення властивостей критеріїв інформативності при впровадженні дерев рішень задля забезпечення результативної класифікації.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Формальною основою структурної класифікації є база $Z = \{Z^j\}_{j=1}^J$ описів зображень еталонів Z^j (алфавіт класів), що подана у вигляді сукупності значень об'єднаної множини дескрипторів КТ бази Z [1–3]. Таке розбиття може бути здійснено одним із методів кластеризації [5].

Впровадимо на множині Z розбиття $Z = \{K_i\}_{i=1}^k$, де K_i – непусті кластери, що не перетинаються. Вважаємо елементи $z \in K_i$ еквівалентними між собою. Фактично маємо дві системи класів на множині даних бази $\forall z \in Z: \{Z^j\}$ – для зображень еталонів та $\{K_i\}$ – для кластерів. Розбиттям $\{K_i\}_{i=1}^k$ опис Z^j еталону трансформується у вектор $h[Z^j]$ цілих чисел

$$h[Z^j] = (h_1^j, h_2^j, \dots, h_i^j, \dots, h_k^j), \quad (1)$$

де $h_i^j = \text{card}\{z \in Z^j \& z \in K_i\}$ [6, 7].

У відповідності до формалізму data science будемо розглядати значення вектору h як систему незалежних факторів, які впливають на величину залежної змінної – номера класу j [10, 14–16]. Спираючись на таблицю вхідних даних, яка включає набори векторів $h[Z^j]$, обчислені для варіацій описів еталонів, побу-

дуємо дерево рішень із застосуванням критеріїв приросту інформації, заснованих на інформаційній ентropії Шеннона, α -ентropії Рен'ї та коефіцієнті Джині. Класифікаційне дерево спричинить можливість прийняти рішення щодо належності довільного опису O , поданого у вигляді $h[O]$ за формулою (1), до деякого класу A , який містить об'єкти, віднесені до одного з еталонів Z^j із фіксованим номером j . Зауважимо, що відповідно до термінології теорії дерев рішень кластери можна розглядати як кількісні атрибути.

Завданнями дослідження є вивчення властивостей аналізованих критеріїв стосовно впровадження продуктивної класифікації.

2 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

Формальна постановка задачі класифікації із використанням опису зображення як множини дескрипторів КТ сформульована у [1–3], де також вивчаються особливості та недоліки застосування моделі структурного опису для традиційних методів статистичної класифікації [10, 14–17]. Зазначається, що ключовою вадою є завеликий обсяг обчислювальних витрат при обробленні масивів багатовимірних даних та необхідність використання статистичних таблиць. У статтях [3, 6] вивчаються моделі для побудови модифікацій системи ознак задля скорочення обсягу обчислень, зокрема, розглядається застосування методів кластеризації даних. Монографії [5, 14–16] присвячені безпосередньо аналізу призначення та характеристик сучасних методів кластеризації даних.

У статті [4] обговорюється принцип побудови дескриптора BRISK, використання якого для формування дескрипторів КТ дає можливість впровадити бінарне оброблення даних.

Дослідження [6] містить результати експериментів із класифікації кластерних описів у межах прикладної бази зображень метеликів. У працях [1–3, 18] викладено результати застосування статистичних мір для обчислення релевантності описів, що виявляє тісний зв'язок метричних та статистичних підходів. Робота [2] містить результати вивчення блочного подання та засоби фрагментного конструювання статистичних розподілів, що дають можливість сформулювати узагальнене подання множини дескрипторів як системи частин. При цьому багатовимірне подання трактується як сукупність одновимірних, які набагато простіше обробляти та аналізувати.

Дерева як результативний апарат апроксимації даних застосовуються у сучасних методах data science [10, 14–16]. У книгах [8, 9, 11] викладено суть одного із найбільш популярних алгоритмів ID3 для формування дерев, який використано у практичній частині нашого дослідження.

Роботи [7, 10, 14–17] використано як джерела класичних методів статистичного оцінювання.

Публікації [19, 20] містять демонстрацію успішного застосування базових підходів теорії дерев рішень щодо вирішення прикладних класифікаційних задач.

3 МАТЕРІАЛИ І МЕТОДИ

При побудові бінарного дерева для прийняття класифікаційних рішень стосовно належності досліджуваного об'єкту O , поданого у вигляді (1), до деякого класу A скористаємося методом ID3 [8, 9], за яким для розділення множини кореневого вузла з n об'єктів обираємо один з атрибутів $K_i, i=1, \dots, k$, відповідно до нього будуюмо вітки і формуємо дочірні вузли. Для цього застосуємо формалізм – показник приросту інформації [9, 11] для фіксованого критерію $I(n)$:

$$\text{Gain}(n, n_1, n_2) = I(n) - \frac{n_1}{n} I(n_1) - \frac{n_2}{n} I(n_2), \quad (2)$$

де виконана умова $n_1 + n_2 = n$.

Суть методу ID3 побудови дерев полягає у послідовному виборі на черговому етапі одного з атрибутів K_i , який забезпечує найбільший приріст інформації (2) [9]. За результатом вибору створюється черговий вузол дерева.

Зазначимо, що в якості критерію інформативності $I(n)$ можна обирати різні функції, серед яких найбільш поширеною є інформаційна ентropія Шеннона $I_S(n)$, що у випадку бінарного розділення обчислюється за формулою [9, 11]:

$$I_S(n) = -p \ln p - (1-p) \ln(1-p), \quad (3)$$

у якій фігурує частота $p = \frac{x}{n}$ появи числа x елементів класу A серед n елементів вузла.

Розглянемо також альтернативні критерії інформативності $I(n)$: коефіцієнт Джині $I_J(n)$ [9, 11], ентropію Тсалліса [12, 21] $I_T^\alpha(n)$, α -ентropію Рен'ї $I_R^\alpha(n)$ [12, 22], зокрема, ентropію Рен'ї $I_R(n)$ при $\alpha=2$, які обчислюються відповідно за формулами (4)–(7):

$$I_J(n) = 1 - p^2 - (1-p)^2, \quad (4)$$

$$I_T^\alpha = \frac{1}{\alpha-1} (1-p^\alpha - (1-p)^\alpha), \alpha \geq 0, \alpha \neq 1, \quad (5)$$

$$I_R^\alpha = \frac{1}{\alpha-1} \ln(p^\alpha + (1-p)^\alpha), \alpha \geq 0, \alpha \neq 1, \quad (6)$$

$$I_R(n) = -\ln(p^2 + (1-p)^2). \quad (7)$$

Як бачимо, спільною основою побудови усіх показників є частота p , що обчислюється у вузлі дерева для аналізованої сукупності даних.

Аналіз критеріїв (4)–(7) виявив цікаві факти щодо їх властивостей, взаємозв'язку і відмінностей, що, безумовно, має відбитися на особливостях структури відповідних класифікаційних дерев. Наведемо найбільш суттєві твердження, які сприятимуть порівнянню цих критеріїв щодо доцільності їх впровадження у процесі побудови дерев.

По-перше, в роботі [23] встановлено функціональний зв'язок між ентропією Рен'ї $I_R^\alpha(n)$ (6) та ентропією Тсалліса $I_T^\alpha(n)$ (5) у вигляді:

$$I_T^\alpha(n) = \frac{e^{(1-\alpha)I_R^\alpha(n)} - 1}{1-\alpha}, \quad I_R^\alpha(n) = \frac{\ln((1-\alpha)I_T^\alpha(n) + 1)}{1-\alpha}.$$

Ці залежності дають підстави зупинитися на застосуванні однієї з функцій (5), (6). Авторами вирішено обрати функцію $I_R^\alpha(n)$ як краще вивчену і представлену у науковій літературі. Крім того, при $\alpha=2$ ентропія Тсалліса (5) в точності співпадає з коефіцієнтом Джині (4).

По-друге, у роботі [24] доведено спадання α -ентропії Рен'ї $I_R^\alpha(n)$ (6) відносно параметра α . Дійсно, показано, що похідна функції $I_R^\alpha(n)$ дорівнює

$$\frac{dI_R^\alpha(n)}{d\alpha} = -\frac{1}{(1-\alpha)^2} \left(z_1 \ln \frac{z_1}{p} + z_2 \ln \frac{z_2}{1-p} \right),$$

де $z_1 = \frac{p^\alpha}{p^\alpha + (1-p)^\alpha}$, $z_2 = \frac{(1-p)^\alpha}{p^\alpha + (1-p)^\alpha}$, і є негативною величиною при всіх $\alpha \geq 0, \alpha \neq 1$, отже, функція $I_R^\alpha(n)$ не зростає за параметром α .

Такий характер поведінки функції $I_R^\alpha(n)$ наводить на думку, що при виборі атрибуту для побудови дерева у випадку близьких (схожих за атрибутами) результатів кращого розрізнення можна досягти при застосуванні незначного за величиною значення α . У даній роботі обрано $\alpha=2$ як одне з доцільних для практичних обчислень.

По-третє, найбільш поширена ентропія Шеннона $I_S(n)$ (3) є граничним випадком ентропії Тсалліса $I_T^\alpha(n)$ (5) і α -ентропії Рен'ї $I_R^\alpha(n)$ (6) при $\alpha \rightarrow 1$ [12], що доведено класичними методами математичного аналізу:

$$\lim_{\alpha \rightarrow 1} I_T^\alpha(n) = \lim_{\alpha \rightarrow 1} I_R^\alpha(n) = I_S(n).$$

Наведений факт є безумовним поясненням затребуваності ентропії Шеннона $I_S(n)$.

По-четверте, на користь використання коефіцієнта Джині $I_J(n)$ (4) говорить легкість його практичного застосування, а також його прозорий ймовірнісний зміст: $I_J(n)$ дорівнює ймовірності того, що випадково обраний (за певним атрибутом) об'єкт не належить до випадково обраного класу.

Зазначимо, що підсумком проведеного порівняльного аналізу наведених критеріїв інформативності (3)–(7), які можуть бути залучені до реалізації критерію приросту інформації (2), було рішення щодо доцільності обрання для використання у роботі інформаційної ентропії Шеннона $I_S(n)$ (3), коефіцієнта Джині $I_J(n)$ (4) і ентропії Рен'ї $I_R(n)$ при $\alpha=2$ (7).

З точки зору задачі дослідження, цікавим представляється порівняльний аналіз для різних критеріїв інформативності сумісної структури двох можливих дочірніх вузлів окремого атрибуту для отримання висновків щодо природи відмінностей значень цих критеріїв, які лежать в основі критерію приросту інформації (2). Як бачимо із формули (2), для кожного фіксованого вузла з кількістю елементів n перший доданок виразу $I(n)$ є постійною величиною, отже, для розділення його на два дочірніх вузли з відповідною кількістю елементів дочірніх вузлів n_1, n_2 мінімізації потребуватиме вираз

$$I(n, n_1, n_2) = \frac{n_1}{n} I(n_1) + \frac{n_2}{n} I(n_2), n_1 + n_2 = n, \quad (8)$$

який назвемо показником сумісної інформативності вузла дерева.

У експериментальній частині роботи досліджено, як при фіксованому n змінюється величина (8) в залежності від можливих наборів n_1, n_2 та внутрішньої структури дочірніх вузлів для різних критеріїв $I(n)$ відповідно до формул (3), (4), (7).

Зауважимо також, що для практичного впровадження критерію (2) треба встановити порогові значення дискретизації значень аналізованої змінної у вузлі дерева. Як правило [9], у випадку кількісного атрибуту для визначення оптимального порогу розбиття наявні значення цього атрибуту ранжирують за зростанням і здійснюють квантування, спосіб якого, взагалі кажучи, може бути довільним і обирається дослідником. З усіх рівнів квантування, якими є окремі значення атрибуту, в якості порогу обирають той, який забезпечує найбільше значення критерію приросту інформації (2).

4 ЕКСПЕРИМЕНТИ

Проаналізуємо процес побудови класифікаційного дерева за критерієм приросту інформації (2) на прикладі трьох класів описів (А, В, С) із 15-ти об'єктів (табл. 1) у поданні із 10-ти кластерів, які взяті із [1] і отримані при аналізі зображень гербів міст України. Кожний об'єкт (рядок таблиці) є результатом кластерного подання зображення відповідного класу у кластері $K_i, i=1, \dots, 10$, які розглядаємо у сенсі кількісних атрибутів.

Таблиця 1 – Кластерні подання описів об'єктів

№ об'єкта	K1	K2	K3	K4	K5	K6	K7	K8	K9	K10	Клас
1	7	9	9	9	14	15	6	11	11	9	A
2	6	10	11	10	12	14	7	10	10	10	A
3	5	11	8	11	13	14	8	12	10	8	A
4	8	11	10	12	12	11	5	10	14	7	A
5	5	7	12	13	14	12	6	9	14	8	A
6	8	11	8	16	3	14	13	9	11	7	B
7	9	12	9	14	2	15	13	10	9	7	B
8	7	13	8	12	5	15	12	8	9	11	B
9	8	12	9	17	4	12	14	10	11	3	B
10	9	10	7	15	4	11	12	11	10	11	B
11	15	7	3	13	9	18	7	8	11	9	C
12	14	9	4	11	10	17	7	8	13	7	C
13	15	8	5	12	12	15	8	9	10	6	C
14	13	7	4	12	11	16	6	7	12	12	C
15	16	9	5	10	11	15	9	5	10	10	C

Зауважимо, що наведені 15 об'єктів дійсно суттєво відрізняються приналежністю до одного з трьох класів, що підтверджується значущими відмінностями манхеттенської відстані між об'єктами різних класів А, В і С.

Виконаємо побудову бінарного дерева рішень стосовно належності об'єкту до класу А, позначивши через Н клас, що об'єднує два інших класи – В і С. Будемо реалізовувати критерій (2) із застосуванням інформаційної ентропії Шеннона (3) як критерію інформативності, а також виконаємо аналогічні розрахунки за допомогою коефіцієнта Джині (4) і ентропії Рен'ї при $\alpha = 2$ (7), розглядаючи їх як альтернативні показники інформативності. Здійснимо порівняльний аналіз дерев, отриманих за трьома вказаними показниками (критеріями). Окрему увагу приділимо їх якості, можливій відмінності, дослідженню причин такої відмінності, а також відповідним висновкам щодо доцільності застосування того чи іншого критерію.

Згідно алгоритму ID3 для розділення множини кореневого вузла з 15-ти об'єктів (за даними табл. 1) на першому кроці обираємо один з 10-ти атрибутів, відповідно до якого будемо вітки і формуємо дочірні вузли. Оскільки усі атрибути K_i є кількісними, це потребує попереднього встановлення для кожного з них порогів для розбиття. Для визначення оптимального значення порогів відсортуємо значення кожного атрибуту за зростанням, і розглянемо можливі розбиття за допомогою медіани, а також 0,25- і 0,75-квантилів отриманого ряду. В якості порогів відповідного атрибуту оберемо те з трьох вказаних значень, яке забезпечує найбільший приріст інформації (2). Отже, для даного прикладу, оскільки кількість об'єктів є невеликою (15), будемо вважати достатнім розбивати значення кожного з атрибутів тільки на дві частини, тобто за допомогою одного порогу. У випадку значної кількості записів пропонуємо виконувати більш дрібне квантування і, таким чином, здійснювати розбиття набору значень для кожного атрибуту на кілька частин (більше двох).

© Гадецька С. В., Гороховатський В. О., Стяглик Н. І., 2020
 DOI 10.15588/1607-3274-2020-3-7

За результатами розрахунків на підставі даних табл. 1 найбільший приріст інформації (2) для розділення кореневого вузла забезпечує атрибут K1 у випадку використання ентропії Шеннона (значення 0,28) і атрибут K3 – у випадку використання коефіцієнта Джині і ентропії Рен'ї ($\alpha = 2$) (відповідно значення 0,22 і 0,33). Виконуючи розділення кореневого вузла за критерієм інформативності (3) відповідно до атрибуту K1, приходимо в результаті до класифікаційного дерева, наведеного на рис. 1.

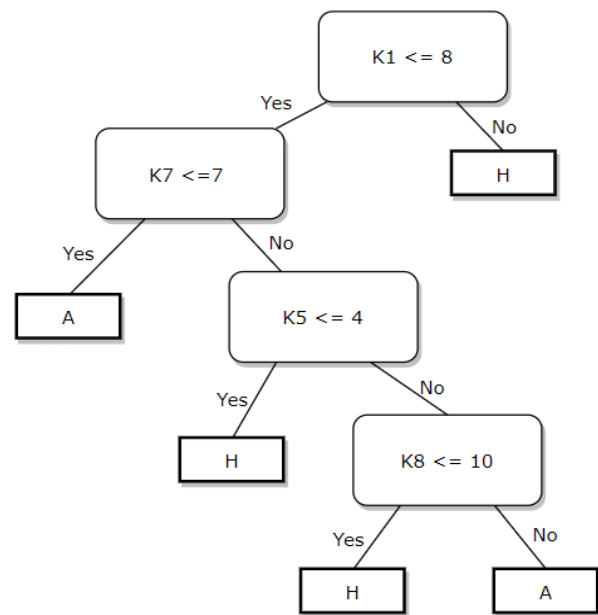


Рисунок 1 – Дерево рішень з використанням ентропії Шеннона (3)

Аналогічно виконується побудова дерев з використанням коефіцієнта Джині (4) і ентропії Рен'ї (7) (розділенням за атрибутом K3 з порогом 9), які виявилися однаковими для цих критеріїв інформативності. Отримане дерево рішень наведено на рис. 2.

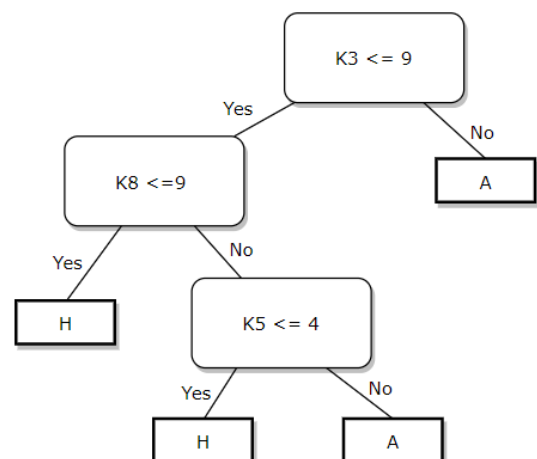


Рисунок 2 – Дерево рішень з використанням коефіцієнта Джині (4) та ентропії Рен'ї (7)

Як бачимо, дерево рішень на рис. 2 приводить до результату більш коротким шляхом. Це можна пояснити тим, що ентропія Рен'ї і коефіцієнт Джині краще розрізняють наявні об'єкти даних, ніж ентропія Шеннона. В той самий час, швидкий результат не завжди приводить до якісної класифікації через дуже тісну прив'язку сформованого дерева до навчальної перенавчання [9, 25]. Отже, факт залучення побудованим деревом рішень невеликої кількості атрибутів (наприклад, три атрибути в дереві, отриманому з використанням коефіцієнта Джині та ентропії Рен'ї проти чотирьох атрибутів в дереві, отриманому з використанням ентропії Шеннона) не є свідченням кращого результату, але і не може бути однозначно визначено як гірший результат.

Зауважимо, що в умовах даних табл. 1 показник сумісної інформативності вузла (8) при розбитті кореневого вузла ($n=15$) у випадку застосування ентропії Шеннона за формулою (2) може бути записаний у вигляді:

$$I_S(x, y) = \begin{cases} \frac{x+y}{15} \left(\left(\frac{x}{x+y} \right) \ln \left(\frac{x}{x+y} \right) + \left(\frac{y}{x+y} \right) \ln \left(\frac{y}{x+y} \right) \right) - \\ \frac{15-x-y}{15} \left(\left(\frac{5-x}{15-x-y} \right) \ln \left(\frac{5-x}{15-x-y} \right) + \left(\frac{10-y}{15-x-y} \right) \ln \left(\frac{10-y}{15-x-y} \right) \right), & (9) \\ \text{якщо } 0 \leq x \leq 5, 0 \leq y \leq 10, (x+y)(15-x-y) \neq 0, x \in Z, y \in Z; \\ 0,64, \text{ якщо } x=0, y=0 \text{ або } x=5, y=10. \end{cases}$$

де x, y – відповідно кількості елементів класу А і Н в першому дочірньому вузлі. Значимо, що в теорії інформації загальноприйнято вважати $\ln 0 = 0$ [9].

Аналогічно для ж цього прикладу показник сумісної інформативності кореневого вузла у випадку застосування коефіцієнта Джині за формулою (3) набуває вигляду:

$$I_J(x, y) = \begin{cases} \frac{x+y}{15} \left(1 - \left(\frac{x}{x+y} \right)^2 - \left(\frac{y}{x+y} \right)^2 \right) + \\ \frac{15-x-y}{15} \left(1 - \left(\frac{5-x}{15-x-y} \right)^2 - \left(\frac{10-y}{15-x-y} \right)^2 \right), & (10) \\ \text{якщо } 0 \leq x \leq 5, 0 \leq y \leq 10, (x+y)(15-x-y) \neq 0, x \in Z, \\ 0,44, \text{ якщо } x=0, y=0 \text{ або } x=5, y=10. \end{cases}$$

Показник сумісної інформативності кореневого вузла у випадку застосування ентропії Рен'ї ($\alpha = 2$) за формулою (7) у цьому випадку розраховується за формулою:

$$I_R(x, y) = \begin{cases} -\frac{x+y}{15} \left(\ln \left(\left(\frac{x}{x+y} \right)^2 + \left(\frac{y}{x+y} \right)^2 \right) \right) - \\ -\frac{15-x-y}{15} \left(\ln \left(\left(\frac{5-x}{15-x-y} \right)^2 + \left(\frac{10-y}{15-x-y} \right)^2 \right) \right), & (11) \\ \text{якщо } 0 \leq x \leq 5, 0 \leq y \leq 10, (x+y)(15-x-y) \neq 0, x \in Z, y \in Z; \\ 0,59, \text{ якщо } x=0, y=0 \text{ або } x=5, y=10. \end{cases}$$

Як бачимо, задача мінімізації функцій вигляду (9)–(11) є нелінійною цілочисельною оптимізаційною задачею з обмеженнями. Крім того, кожна окрема на-
 © Гадецька С. В., Гороховатський В. О., Стяглик Н. І., 2020
 DOI 10.15588/1607-3274-2020-3-7

вчальна множина об'єктів, призначена для побудови класифікаційного дерева рішень, має додаткові обмеження на значення аргументів в тому сенсі, що усі припустимі пари (x, y) утворюють лише деяку підмножину множини усіх можливих цілочисельних пар (x, y) , що задовольняють умовам $0 \leq x \leq 5, 0 \leq y \leq 10$. На рис. 3 наведемо графік функції (9).

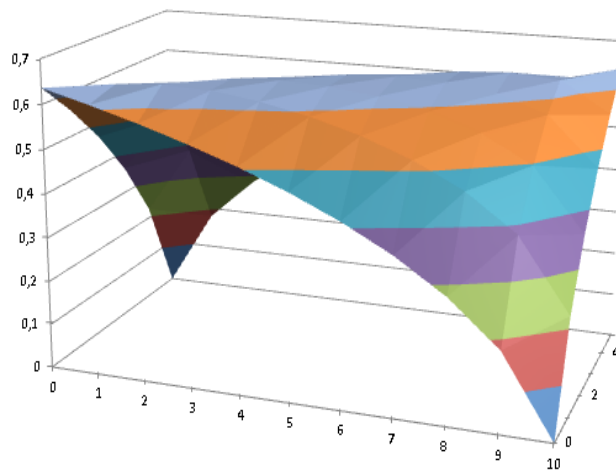


Рисунок 3 – Графік функції (9)

5 РЕЗУЛЬТАТИ

Основним результатом дослідження є підтвердження можливості застосування апарату дерев рішень до об'єктів кластерного подання даних структурного опису зображення. Незалежними змінними тут виступають кількісні показники елементів опису, що потрапили у склад окремого кластеру. На прикладах розглянутих конкретних критеріїв інформативності, які впроваджено для реальних експериментальних даних зображень, показана працездатність підходів і результативність створених дерев. Проаналізовані також особливості застосування критеріїв для даних кластерного подання.

Аналіз застосування критеріїв інформативності даних для кластерного подання показав, що їх вибір при побудові дерева диктується не тільки змістом даних, а також і форматом їх представлення.

6 ОБГОВОРЕННЯ

Усі точки поверхні з цілочисельними координатами x, y ($0 \leq x \leq 5, 0 \leq y \leq 10$) відповідають деякій структурі дочірніх вузлів дерева. Чим нижче така точка на графіку, тим краще розділення кореневого вузла. Як бачимо, при наближенні точки (x, y) до діагоналі прямокутника $0 \leq x \leq 5, 0 \leq y \leq 10$, що виходить з початку координат, розділення кореневого вузла погіршується (оскільки показник сумісної інформативності вузла (9) збільшується, а значення критерію приросту інформації (2) зменшується). Навпаки, при наближенні точки (x, y) до вершин прямокутника $(0;0)$ та $(5;10)$ розділення кореневого вузла покращується (оскільки показник сумісної інформативності

вузла (9) знижується, а значення критерію приросту інформації (2) підвищується).

Цікаво відмітити, що графіки функцій (10) і (11) мають вигляд, дуже схожий з наведеним на рис. 3 графіком функції (9). Це пояснює той факт, що розглянуті авторами інші приклади навчальної множини об'єктів приводили, на відміну від розглянутого прикладу, і до однакових класифікаційних дерев рішень. З іншого боку, отримання різних дерев для наведеного прикладу свідчить про наявність певних глибинних відмінностей у властивостях функцій (9)–(11), а також про їхню різнопланову чутливість до можливої структури дочірніх вузлів дерева. Ретельний порівняльний аналіз проведених розрахунків показав, що ентропія Шеннона краще реагує на досить неоднорідні, але невеликі за розміром вузли, а коефіцієнт Джині та ентропія Рен'ї є більш чутливими до достатньо однорідних і значно більших за розміром вузлів. Саме така відмінність поведінки показників сумісної інформативності вузла (9)–(11) і привела до отримання різних дерев, наведених на рис. 1, 2.

Проведені розрахунки свідчать про те, що як ентропія Шеннона, так і коефіцієнт Джині є достатньо потужними критеріями інформативності, які забезпечують практичну побудову класифікаційного дерева рішень. Вважаємо за доцільне скористатися критерієм (2) послідовно із застосуванням ентропії Шеннона (3) і коефіцієнта Джині (4) для усунення класифікаційних помилок, виходячи із встановленого факту різнопланової чутливості вказаних критеріїв до можливих структур вузлів дерева, що будується.

На рис. 1 та 2 показані синтезовані бінарні дерева, що побудовані по принципу «один проти всіх» і націлені на прийняття рішення про належність даних до одного із класів (у даному випадку до класу А). Зрозуміло, що завершення побудови повноцінного дерева можна досягти аналізом даних решти класів (В та С). При цьому, як правило, застосовують один і той же критерій інформативності. Наряду з цим, проведені нами дослідження показують також можливість використовувати комбіновану послідовність різноманітних критеріїв.

ВИСНОВКИ

Розглянуті інформаційні критерії різним чином задають послідовність впровадження у класифікаційному дереві незалежних змінних, якими виступають чисельні показники кластерного подання опису зображення. Схожість функцій сумісної інформативності кореневого вузла для різних критеріїв підтверджує об'єктивність проведеного дослідження, а їх відмінність відображає індивідуальний характер чутливості до аналізованих даних.

Наукову новизну дослідження складає удосконалення та статистичне обґрунтування процедур прийняття класифікаційних рішень для даних кластерного подання описів зображень на основі впровадження моделей дерев.

Практична значущість роботи полягає у підтвердженні результативності запровадження апарату дерев для класифікації даних кластерного опису візуального об'єкта на прикладах зображень у системах комп'ютерного зору.

Перспективи дослідження пов'язані із вивченням результативності інтелектуальних процедур класифікації на підставі дерев рішень для даних описів зображень у об'ємних базах візуальних даних.

ПОДЯКИ

Робота виконана в рамках держбюджетної НДР Харківського національного університету радіоелектроніки «Глибинні гібридні системи обчислювального інтелекту для аналізу потоків даних та їх швидке навчання» (№ ДР0119U001403).

ЛІТЕРАТУРА / LITERATURA

1. Гадецька С. В. Застосування статистичних мір релевантності для векторних структурних описів об'єктів у задачі класифікації зображень / С. В. Гадецька, В. О. Гороховатський // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2018. – №4 (50). – С. 62–68.
2. Гороховатський В. О. Вивчення статистичних властивостей моделі блочного подання для множини дескрипторів ключових точок зображень / В. О. Гороховатський, С. В. Гадецька, Н. І. Стяглик // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2019. – № 2. – С. 100–107. DOI: 10.15588/1607-3274-2019-2-11.
3. Gorokhovatsky V. O. Determination of Relevance of Visual Object Images by Application of Statistical Analysis of Regarding Fragment Representation of their Descriptions / V. O. Gorokhovatsky and S. V. Gadetska // Telecommunications and Radio Engineering. – 2019. – No. 78 (3). – P. 211–220. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v78.i3.20.
4. Leutenegger S. BRISK: Binary Robust Invariant Scalable Keypoints / S. Leutenegger, M. Chli and R. Y. Siegwart // Computer Vision (ICCV). – 2011. – P. 2548–2555.
5. Aggarwal C. C. and Reddy C. K. Data Clustering. Algorithms and Application / C. C. Aggarwal and C. K. Reddy. – Boca Raton : CRC Press, 2014.
6. Gorokhovatskyi O. Analysis of Application of Cluster Descriptions in Space of Characteristic Image Features / O. Gorokhovatskyi, V. Gorokhovatskyi, O. Peredrii // Data. – 2018. – No. 3(4). – P. 52. DOI: 10.3390/data3040052. Available online: <https://www.mdpi.com/2306-5729/3/4/52>
7. Гороховатський В. А. Исследование результативности структурных методов классификации изображений с применением кластерной модели данных / В. А. Гороховатський, Е. П. Путятин, В. С. Столяров // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2017. – №3 (42). – С. 78–85.
8. Nong Ye. Data Mining: Theories, Algorithms, and Examples (1st. ed.) / Ye. Nong. – CRC Press, Inc., USA, 2013.
9. Паклин Н. Б. Бизнес-аналитика: от данных к знаниям: учеб. пособ. / Н. Б. Паклин, В. И. Орешков. – СПб. : Питер, 2013. – 704 с.
10. Субботин С. А. Методы синтеза моделей количественных зависимостей в базе деревьев регрессии, реализующих кластер-регрессионную аппроксимацию по

- прецедентам / С. А. Субботин // Радиоелектроніка, інформатика, управління. – 2019. – № 3. – С. 76–85.
11. Witten I. H. Data Mining: Practical Machine Learning Tools and Techniques. 3rd Edition / I. H. Witten, E. Frank, and M. A. Hall. – Morgan Kaufmann Publishers, Burlington. – 2011.
 12. Чумак О. В. Энтропии и фракталы в анализе данных / О. В. Чумак. – Москва-Ижевск : НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», Институт компьютерных исследований, 2011. – 164 с.
 13. Башкиров А. Г. Энтропия Реньи как статистическая энтропия для сложных систем / А. Г. Башкиров // ТМФ. – 2006. – Т. 149, № 2. – С. 299–317. DOI: <http://dx.doi.org/10.4213/tmf4235>
 14. Kacprzyk, J. Springer Handbook of Computational Intelligence / J. Kacprzyk, W. Pedrycz. – Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2015.
 15. Computational intelligence: a methodological introduction / [R. Kruse, C. Borgelt, F. Klawonn et. al.]. – London : Springer-Verlag, 2013. – 488 p.
 16. Clarke B. Principles and theory for data mining and machine learning / B. Clarke, E. Fokoue, H. H. Zhang. – New York : Springer, 2009. – 781 p.
 17. Duda R. O. Pattern classification, 2ed. / R. O. Duda, P. E. Hart, D. G. Stork. – Wiley, 2000. – 738 p.
 18. Gorokhovatskiy V. Recognition of Visual Objects Based on Statistical Distributions for Blocks of Structural Description of Image. Lecture Notes in Computational Intelligence and Decision Making / V. Gorokhovatskiy, S. Gadetska, R. Ponomarenko // Proc. of the XV Int. Scientific Conf. “Intellectual Systems of Decision Making and Problems of Computational Intelligence” (ISDMCI’ 2019). – Ukraine, May 21–25, 2019. – P. 501–512. Available online: https://rd.springer.com/chapter/10.1007/978-3-030-26474-1_35
 19. Decision trees: an overview and their use in medicine / [V. Podgorelec, P. Kokol, B. Stiglic, I. Rozman] // Journal of Medical Systems, Kluwer Academic/Plenum Press. – October 2002. – Vol. 26, No. 5. – P. 445–463.
 20. Grzymala-Busse J. W. Selected algorithms of machine learning from example / J. W. Grzymala-Busse // Fundamenta Informaticae. – 1993. – No. 18. – P. 193–207
 21. Sumiyoshi Abe. Axioms and uniqueness theorem for Tsallis entropy / Abe Sumiyoshi // Physics Letters. – 2000. – A. 271. – P. 74–79.
 22. Rényi A. On measures of entropy and information.[Електронний ресурс] / A. Rényi. – Режим доступу: http://l.academicdirect.org/Horticulture/GAs/Refs/Renyi_1961.pdf.
 23. Nielsen F. On Rényi and Tsallis entropies and divergences for exponential families / F. Nielsen & R. Nock, CoRR. abs/1105.3259, 2011.
 24. Beck C. Thermodynamics of Chaotic Systems: An Introduction (Cambridge Nonlinear Science Series) / C. Beck & F. Schögl. – Cambridge : Cambridge University Press, 1993. DOI:10.1017/CBO9780511524585
 25. Кафтаников И. Л. Особенности применения деревьев решений в задачах классификации / И. Л. Кафтаников, А. В. Парасич // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2015. – Т. 15, № 3. – С. 26–32. DOI: 10.14529/ctcr150304

Received 19.05.2020.
Accepted 27.08.2020.

УДК 004.932.2:004.93¹

ИЗУЧЕНИЕ КРИТЕРИЕВ ИНФОРМАТИВНОСТИ ДАННЫХ ПРИ ВНЕДРЕНИИ АППАРАТА ДЕРЕВЬЕВ РЕШЕНИЙ В МЕТОДАХ СТРУКТУРНОЙ КЛАССИФИКАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Гадецкая С. В. – канд. физ.-мат. наук, доцент, доцент кафедры высшей математики, Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет, Харьков, Украина.

Гороховатский В. А. – д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры информатики, Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Харьков, Украина.

Стяглик Н. И. – канд. пед. наук, заведующий кафедры информационных технологий, Харьковский образовательно-научный институт государственного высшего учебного заведения «Университет банковского дела», Харьков, Украина.

АННОТАЦИЯ

Актуальность. Действенные классификационные решения в современных системах компьютерного зрения требуют углубленного изучения природы обрабатываемых данных. Кластерное представление для базовой системы структурных признаков как множества дескрипторов ключевых точек изображения способствует снижению размерности и существенному упрощению средств анализа данных. Основным инструментом является статистическое исследование данных описаний в составе кластерного представления, которое отражает обобщенные свойства визуального объекта. Внедрение аппарата деревьев основывается на статистическом анализе компонентов данных для принятия решения об отнесении визуального объекта к соответствующему классу. Построение деревьев базируется на показателях информативности данных, обеспечивающих процесс логической обработки при разделении в ветвях дерева. Имея единую вероятностную природу, эти показатели измеряют и оценивают существенно различную по содержанию информацию. Важным представляется изучение как общих свойств этих критериев в задаче классификации, так и оценивание их индивидуальных характеристик.

Цель работы. Решение задачи классификации визуальных объектов по кластерному представлению данных для структурного описания изображения с применением аппарата деревьев решений.

Метод. Предложен способ классификации изображений на основе кластерного представления данных с использованием аппарата деревьев решений и инструментария теории информации.

Результаты. Подтверждена работоспособность и эффективность метода классификации путем применения аппарата деревьев к кластерному представлению данных структурного описания изображения. На примерах применения различных критериев информативности для реальных экспериментальных данных изображений оценена результативность созданных

деревьев. Сравнительным образом проанализированы особенности внедрения различных критериев информативности данных при построении дерева решений.

Выводы. Применение рассмотренных критериев информативности различным образом задает последовательность внедрения независимых переменных в классификационном дереве, которыми являются количественные показатели кластерного представления описания изображения. Проведенные расчеты свидетельствуют о том, что энтропия Шеннона и коэффициент Джини являются достаточно мощными критериями информативности, которые обеспечивают практическое построение классификационного дерева решений. Сходство функции совместной информативности корневого узла для различных критериев подтверждает объективность проведенного исследования, а их отличие отражает индивидуальный характер чувствительности к анализируемым данным.

Научную новизну исследования составляет усовершенствование и статистическое обоснование процедур принятия классификационных решений для данных кластерного представления описаний изображений на основе внедрения моделей деревьев.

Практическая значимость работы заключается в подтверждении результативности внедрения аппарата деревьев для классификации данных на примерах изображений в системах компьютерного зрения.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: компьютерное зрение, методы структурного распознавания изображений, множество ключевых точек, дескриптор BRISK, кластерное представление, релевантность описаний, критерий прироста информации, энтропия Шеннона, энтропия Реньи, коэффициент Джини.

UDC004.932.2:004.93'1

STUDY OF STATISTICAL PROPERTIES OF THE BLOCK SUPPLY MODEL FOR A NUMBER OF DECORATORS OF KEY POINTS OF IMAGES

Gadetska S. V. – PhD, Associate Professor, Associate Professor of the Department of Higher Mathematics, Kharkiv National Automobile and Highway University, Kharkiv, Ukraine.

Gorokhovatsky V. A. – Dr. Sc., Professor, Professor of the Department of Computer Science, National University of Radio Electronics, Kharkiv, Ukraine.

Stiahlyk N. I. – PhD, Head of the Department of Information Technology, Kharkiv Educational and Research Institute of the University of Banking, Kharkiv, Ukraine.

ABSTRACT

Context. Effective classification solutions in modern computer vision systems require an in-depth study of the nature of the processed data. The cluster representation for the basic system of structural features as a set of descriptors of key image points helps to reduce dimensionality and significantly simplify data analysis tools. The main tool is a statistical study of these descriptions as part of a cluster presentation, which reflects the generalized properties of a visual object. The implementation of the tree apparatus is based on a statistical analysis of data components to make a decision on assigning a visual object to the corresponding class. The construction of trees is based on indicators of informativeness of data that provide the logical processing process when dividing in tree branches. Having a single probabilistic nature, these indicators measure and evaluate information that is significantly different in content. It is important to study both the general properties of these criteria in the classification problem and the assessment of their individual characteristics.

Objective. The solution of the problem of classifying visual objects according to the cluster representation of data for the structural description of the image using the apparatus of decision trees.

Method. A method for classifying images based on a cluster representation of data using the apparatus of decision trees and tools of information theory is proposed.

Results. The efficiency and effectiveness of the classification method is confirmed by applying the tree apparatus to the cluster representation of the structural image description data. Using examples of various informational content criteria for real experimental image data, the effectiveness of the created trees is estimated. The features of the introduction of various criteria for information content in the construction of a decision tree are analyzed comparatively.

Conclusions. The application of the considered informational criteria in various ways sets the sequence for introducing independent variables in the classification tree, which are quantitative indicators of the cluster representation of the image description. The calculations show that the Shannon entropy and the Gini coefficient are quite powerful informational criteria that provide practical construction of a classification decision tree. The similarity of the joint informational function of the root node for different criteria confirms the objectivity of the study, and their difference reflects the individual nature of sensitivity to the analyzed data.

The scientific novelty of the study is the improvement and statistical justification of the procedures for making classification decisions for cluster presentation data of image descriptions based on the introduction of tree models.

The practical significance of the work is to confirm the effectiveness of the implementation of the tree apparatus for classifying data using examples of images in computer vision systems.

KEYWORDS: computer vision, structural image recognition methods, many key points, BRISK descriptor, cluster representation, description relevance, information growth criterion, Shannon entropy, Renyi entropy, Gini coefficient.

REFERENCES

1. Hadetska S. V., Horokhovatskyi V. O. Zastosuvannia statystychnykh mir relevantnosti dlia vektornykh strukturnykh opysiv obektiv u zadachi klasyfikatsii zobrazhen, *Systemy upravlinnia, navihatsii ta zviazku*, 2018, No. 4 (50), pp. 62–68.
2. Horokhovatskyi V. O., Hadetska S. V., Stiahlyk N. I. Vyvchennia statystychnykh vlastyvopei modeli blochnoho podannia dlia mnozhyny deskryptoriv kliuchovykh tochok zo-

- brazhen, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2019, No. 2, pp. 100–107. DOI: 10.15588/1607-3274-2019-2-11.
3. Gorokhovatsky V. O. and Gadetska S. V. Determination of Relevance of Visual Object Images by Application of Statistical Analysis of Regarding Fragment Representation of their Descriptions, *Telecommunications and Radio Engineering*, 2019, No. 78 (3), pp. 211–220. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v78.i3.20.
 4. Leutenegger S., Chli M., and Siegwart R.Y. BRISK: Binary Robust Invariant Scalable Keypoints. *Computer Vision (ICCV)*, 2011, pp. 2548–2555.
 5. Aggarwal C. C. and Reddy C. K. *Data Clustering. Algorithms and Application*. Boca Raton: CRC Press, 2014.
 6. Gorokhovatskyi O., Gorokhovatskyi V., Peredrii O. Analysis of Application of Cluster Descriptions in Space of Characteristic Image Features, *Data*, 2018, No. 3(4), P. 52. DOI: 10.3390/data3040052. Available online: <https://www.mdpi.com/2306-5729/3/4/52>
 7. Gorohovatskij V. A., Putyatin E. P., Stolyarov V. S. Issledovanie rezul'tativnosti strukturnyh metodov klassifikacii izobrazhenij s primeneniem klasternoj modeli dannyh, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2017, No. 3 (42), pp. 78–85.
 8. Nong Ye. *Data Mining, Theories, Algorithms, and Examples* (1st. ed.). CRC Press, Inc., USA, 2013.
 9. Paklin N. B., Oreshkov V. I. *Biznes-analitika: ot dannyh k znaniyam: ucheb. posob.*, SPb., Piter, 2013, 704 p.
 10. Subbotin, S. A. Metody sinteza modelej kolichestvennyh zavisimostej v bazise derev'ev regressii, realizuyushchih klaster-regressionnyu approksimaciyu po precedentam, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2019, No. 3, pp. 76–85.
 11. Witten I. H., Frank E. and Hall M. A. *Data Mining: Practical Machine Learning Tools and Techniques*. 3rd Edition, Morgan Kaufmann Publishers, Burlington, 2011.
 12. CHumak O. V. *Entropii i fraktaly v analize dannyh*, Moskva-Izhevsk: NIC «Regulyarnaya i haoticheskaya dinamika», Institut komp'yuternyh issledovanij, 2011, 164 p.
 13. Bashkirov A. G., Entropiya Ren'i kak statisticheskaya entropiya dlya slozhnyh sistem, *TMF*, 2006, Vol. 149, No. 2, pp. 299–317. DOI: <http://dx.doi.org/10.4213/tmf4235>
 14. Kacprzyk J., Pedrycz W. *Springer Handbook of Computational Intelligence*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2015.
 15. Kruse R., Borgelt C., Klawonn F. et. al. *Computational intelligence: a methodological introduction*. London, Springer-Verlag, 2013, 488 p.
 16. Clarke B., Fokoue E., Zhang H. H. *Principles and theory for data mining and machine learning*. New York, Springer, 2009, 781 p.
 17. Duda R. O., Hart P. E., Stork D.G. *Pattern classification*, 2ed., Wiley, 2000, 738p.
 18. Gorokhovatskyi V., Gadetska S., Ponomarenko R. Recognition of Visual Objects Based on Statistical Distributions for Blocks of Structural Description of Image. *Lecture Notes in Computational Intelligence and Decision Making, Proc. of the XV Int. Scientific Conf. "Intellectual Systems of Decision Making and Problems of Computational Intelligence" (ISDMCI' 2019)*. Ukraine, May 21–25, 2019, pp. 501–512. Available online: https://rd.springer.com/chapter/10.1007/978-3-030-26474-1_35
 19. Podgorelec V., Kokol P., Stiglic B., Rozman I., *Decision trees: an overview and their use in medicine*, *Journal of Medical Systems*, Kluwer Academic/Plenum Press, October 2002, Vol. 26, No. 5, pp. 445–463,
 20. Grzymala-Busse J. W. Selected algorithms of machine learning from example, *Fundamenta Informaticae*, 1993, No. 18, pp. 193–207.
 21. Abe, Sumiyoshi. Axioms and uniqueness theorem for Tsallis entropy. *Physics Letters*, 2000, A. 271. pp. 74–79.
 22. Renyi A. On measures of entropy and information. [Electronic resource]. Access mode: http://l.academicdirect.org/Horticulture/GAs/Refs/Renyi_1961.pdf.
 23. Nielsen, F., & Nock, R. On Rényi and Tsallis entropies and divergences for exponential families. CoRR. abs/1105.3259, 2011.
 24. Beck, C., & Schögl, F. *Thermodynamics of Chaotic Systems: An Introduction* (Cambridge Nonlinear Science Series). Cambridge. Cambridge University Press, 1993. DOI: 10.1017/CBO9780511524585
 25. Kaftannikov I. L., Parasich A. V. Osobennosti prime-neniya derev'ev reshenij v zadachah klassifikacii. *Vestnik YUUrGU. Seriya «Komp'yuternye tekhnologii, upravlenie, radioelektronika»*, 2015, Vol. 15, No. 3, pp. 26–32. DOI: 10.14529/ctcr15030

УДОСКОНАЛЕННЯ АЛГОРИТМУ ВИЯВЛЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ НА ВІДЕОПОСЛІДОВНОСТЯХ

Катеринчук І. С. – д-р техн. наук, професор, професор кафедри телекомунікацій та радіотехніки Національної академії Державної прикордонної служби України імені Богдана Хмельницького, Хмельницький, Україна.

Бабарика А. О. – ад'юнкт ад'юнктури Національної академії Державної прикордонної служби України імені Богдана Хмельницького, Хмельницький, Україна.

АНОТАЦІЯ

Актуальність. Впровадження функцій відеоаналітики в системи відеоспостереження дає можливість підвищити ефективність застосування вищевказаних систем. Однією із функцій таких інтелектуальних систем відеоспостереження є виявлення динамічних об'єктів в секторах огляду камер відеоспостереження. Існуючі методи виділення фону та розпізнавання об'єктів мають суттєві недоліки, що обмежують їх застосування на практиці, а саме: за умови низької контрастності алгоритми не в змозі виділити об'єкт з фону; деякі рухомі об'єкти можуть розпізнаватися як фон, алгоритми критичні до умов освітлення тощо. Саме тому, актуальним завданням є розробка та вдосконалення методів виявлення динамічних об'єктів у відеопослідовностях.

Мета. Дослідження присвячено розробці удосконаленого методу виявлення динамічних об'єктів у відеопослідовностях.

Метод. При побудові методу виявлення динамічних об'єктів у відеопослідовностях використовувалися підходи щодо виділення фону на основі попиксельного аналізу кадрів із застосуванням елементів теорії експертних систем.

Результати. В роботі представлено удосконалений метод виявлення динамічних об'єктів у відеопослідовностях, який оснований на алгоритмі ViBe. Запропонований підхід відрізняється від оригінального застосуванням колірної схеми $U*V*W*$, використанням подвійних порогових рівнів та елементів теорії експертних систем для усунення невизначеностей у класифікації пікселів (математичний апарат теорії Демстера-Шефера), а також, використанням динамічного підходу в оновленні фонові моделі за рахунок сусідніх пікселів. Метод виявлення динамічних об'єктів у відеопослідовностях включає такі етапи: ініціалізація фонові моделі (для кожного пікселя з відомими координатами зберігається кількість його попередніх значень у поточному кадрі); виявлення переднього плану; наступним кроком є обчислення кількості точок, котрі належать до переднього плану та до фону. З метою усунення невизначеності, коли піксель одночасно може належати як динамічному об'єкту так і фону, та однозначної класифікації застосовано математичний апарат теорії Демстера-Шефера; після виявлення переднього плану відбувається оновлення фонові моделі. В основу якої покладена тривірнева побудова околу досліджуваного пікселя та застосування рівномірного закону розподілу випадкових величин всередині кожного із трьох рівнів.

Висновки. Експериментальне дослідження удосконаленого методу у порівнянні з оригінальним ViBe проводилися з використанням тестових фреймів з набору CDNET у різноманітних варіантах навколишнього середовища та з різними варіантами роздільної здатності. Консолідовані результати вказують на покращення результатів запропонованого методу в порівнянні з оригінальним ViBe в середньому на 6,7%.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: алгоритм, метод, відеопослідовність, виділення фону, динамічний об'єкт, колірна схема, піксель, фон, ViBe.

АБРЕВІАТУРИ

CIE – Commission Internationale de l'Eclairage;

CDNET – ChangeDetection.NET;

GMG – Goodberg-Matsukawa-Goldberg;

MOG – Mixture of Gaussian;

ViBe – Visual Background extractor – метод виділення фону.

НОМЕНКЛАТУРА

A – позначення гіпотези в теорії Демстера-Шефера;

A^{Rhigh} – гіпотеза щодо приналежності пікселя до динамічного об'єкта;

A^{Rlow} – гіпотеза щодо приналежності пікселя до фону;

B – позначення підмножин, які належать певній множині (гіпотезі A) в теорії Демстера-Шефера;

$bel(A)$ – функція достовірності в теорії Демстера-Шефера;

D -score – метрика, що характеризує локалізацію помилок відповідно до розміщення об'єкта;

F -measure – характеризує спільну оцінку точності та повноти;

FN – хибно-негативні рішення алгоритму;

i – номер поточного кадру;

j – номер попереднього кадру;

k – кількість Гауссівських розподілів значень пікселів для визначення фонових пікселів в алгоритмах MOG;

K_{okol} – ймовірнісний коефіцієнт вибору рівня околу;

K – кількість пікселів, значення яких менші за R ;

m – вагова функція;

$m(A^{Rlow})$ – вагова функція гіпотези A^{Rlow} ;

$m(A^{Rhigh})$ – вагова функція гіпотези A^{Rhigh} ;

$M(p)$ – множина пікселів, значення котрих потрапили у фонову модель;

N – кількість значень пікселя p , яка зберігається при ініціалізації фонові моделі;

n – кількість кадрів для початкової ініціалізації фонові моделі;

p – номер пікселя;

$P(A)$ – точна ймовірність гіпотези A ;

$P_{Ber}(A^{Rlow})$ – функція довірчої моделі гіпотези A^{Rlow} ;

$P_{Ber}(A^{Rhigh})$ – функція довірчої моделі гіпотези A^{Rhigh} ;

$pI(A)$ – функція правдоподібності в теорії Демстера-Шефера;

precision – показник точності, який характеризує долю об'єктів (пікселів чи груп пікселів), які вірно класифіковані як фонові;

R – радіус околу пікселя, що досліджується;

recall – показник повноти, який характеризує, яку долю об'єктів істинного класу із усіх об'єктів позитивного класу знайшов алгоритм;

R_{low} – значення низького (*low*) порогового радіусу околу пікселя, що досліджується;

R_{high} – значення високого (*high*) порогового радіусу околу пікселя, що досліджується;

SSIM – індекс структурної подібності;

TP – істинно-позитивні рішення алгоритму;

u, v – значення кольорних змінних;

u_0, v_0 – значення кольорних змінних при опорному білому кольорі;

$v(p)$ – значення пікселя p ;

$v(p_i)$ – значення пікселя p_i ;

$v_n(p)$ – значення n -го пікселя p з координатами (x, y) в поточному кадрі;

W – авторська метрика, що характеризує узагальнені характеристики алгоритму виділення фону;

x, y – координати пікселя;

$\#_{min}$ – значення порогового рівня мінімальної кількості пікселів, котрі менші за R , дає змогу класифікувати приналежність пікселя до динамічного об'єкту чи до фону;

$DE(v(p_i), v(p_j))$ – Евклідова відстань між значеннями пікселя в поточному та попередньому кадрі.

ВСТУП

Широке застосування систем відеоспостереження обумовлене доступністю технічних засобів, можливостями порівняно легкого розгортання, та не потребує високої кваліфікації операторів відеонагляду тощо. При цьому, аналіз задокументованої відеоінформації здійснюється оператором без застосування засобів автоматизації. Зазначене, значно знижує оперативність отримання достовірної інформації про наявні події. Використання інтелектуальних систем відеоспостереження сприятиме автоматизованому аналізу нестандартних ситуацій. Значна роль в інтелектуальних системах відеоаналітики належить виявленню динамічних об'єктів у відеопотоці. Існуючі моделі та алгоритми виділення фону та розпізнавання об'єктів мають суттєві недоліки, що обмежують їх застосування на практиці, а саме: за умови низької контрастності алгоритми не в змозі виділити об'єкт з фону; деякі рухомі об'єкти можуть розпізнаватися як фон, алгоритми критичні до умов освітлення тощо. Саме тому,

завдання щодо удосконалення алгоритмів виявлення динамічних об'єктів у відеопослідовностях вважається актуальним.

Метою дослідження є розробка удосконаленого методу виявлення динамічних об'єктів у відеопослідовностях.

Об'єктом дослідження є методи виявлення динамічних об'єктів на відеопослідовностях систем відеоспостереження реального часу.

Предметом дослідження є алгоритм виділення фону ViVe.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Розглядаються системи відеоспостереження з функціями автоматизованої обробки відеоінформації. Нехай, в якості вхідних елементів системи, задано відеопослідовність, котра представляє собою послідовність кадрів, що змінюються в часі з певною швидкістю. Кожен кадр є масивом пікселів p з координатами (x, y) та значеннями інтенсивності випромінювання $v(p)$.

Тоді, задача виявлення динамічних об'єктів полягає у побудові фонові моделі пікселя на основі N його попередніх значень $v(p)$, та здійснення класифікації (визначення приналежності пікселя до динамічного об'єкту чи до фону) значення пікселя p з координатами (x, y) в поточному кадрі, яке позначимо як $v_n(p)$ на основі визначених критеріїв. Критерії, за якими буде визначатись приналежність пікселя, повинні забезпечувати виділення корисного сигналу від шуму на достатньому рівні, та мінімізувати кількість помилок першого та другого роду. Вихідними даними є класифіковані значення $v_n(p)$ кожного пікселя кадру.

На вхідні відеопослідовності накладаються обмеження: отримані з камер зі стаціонарних (нерухомих) камер відеоспостереження з роздільною здатністю не менш ніж 320×240 пікселів, швидкість зміни кадрів – не менш ніж 15 кадрів/сек.

2 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

Алгоритми, що використовуються в автоматизованих системах виявлення рухомих об'єктів у реальному часі, повинні відповідати основним критеріям оперативності, точності та достовірності інформації.

В роботі [1] авторами запропоновано класифікацію методів виявлення рухомих об'єктів: методи, що основані на міжкадровій різниці, обчисленні оптичного потоку та виділенні фону.

Основною ідеєю методів, що використовують міжкадрову різницю, є обчислення попіксельної різниці між двома або більше послідовними кадрами з метою виявлення областей, що відповідають рухомому об'єкту. Алгоритми засновані на зазначеному підході незадовільно справляються з виявленням об'єктів у випадках, якщо: об'єкти швидко рухаються; в кадрі наявний динамічний фон (хвилі, рухи крон дерев, сніг чи дощ тощо); об'єкти великої площі (при цьому середня частина таких об'єктів може помилково визначатись як фон).

Методи, що засновані на обчисленні оптичного потоку, використовують вектори потоку рухомих об'єктів для виявлення рухомих областей у кадрі. Недоліками вказаного підходу є обчислювальна складність та чутливість до шуму у кадрі.

Виділення фону є найбільш поширеним підходом у виявленні рухомих об'єктів. Основна ідея полягає у відніманні поточного кадру від попередньо сформованої фонові маски. Вказаний підхід є простим в обчислювальному плані та доступним для систем, що працюють в режимі реального часу, але недоліками є висока чутливість до динамічного фону та різких змін у кадрі (різкі зміни освітлення, тремтіння камери від еоспостереження тощо). Блок-схему типового алгоритму виділення фону наведено на рис. 1.



Рисунок 1 – Блок-схема типового алгоритму виявлення рухомих об'єктів основаного на методах виділення фону

Дослідження вирішення задачі виділення фону у відеопослідовностях розпочалися ще у 1990-х роках. Існує велика кількість підходів до виділення динамічних об'єктів на відеопослідовностях. У найпростішому випадку, процес створення фонові моделі полягає в обчисленні абсолютної різниці між поточним кадром та попередньо визначеним статичним зображенням, яке не містить рухомих об'єктів. Такий метод має назву кадрової різниці (Frame Difference) та використовує лише один попередній кадр, отже, він не в змозі визначати рух пікселів всередині великого об'єкта, що рухається рівномірно та є чутливим до таких завад як тремтіння камери, пориви вітру, рух крон дерев, хвилі на воді тощо.

С. Stauffer та W. E. L. Grimson [2] запропонували метод, в якому розподіл кольорів кожного пікселя представляється сумою нормальних розподілів інтенсивностей випромінювання пікселів й кожен фоновий піксель описується за допомогою суміші (k) Гауссівських розподілів (авторами пропонується використовувати k від 3 до 5). Показники цих сумішей розподілів характеризують часові параметри, коли пікселі відображаються. Пізніше цей алгоритм був удоскона-

лений Eric Hayman and Jan-Olof Eklundh [3]. Ці алгоритми одержали назву MOG. Зазначений підхід став досить поширеним завдяки тому, що здатен виділяти фонову модель при наявності таких завад як невеликі коливання освітлення сцени. Але при різких змінах освітлення чи зашумленості кадру даний алгоритм помилково визначає фонову модель. Для вирішення цих проблем вказаний тип алгоритмів продовжував вдосконалюватись багатьма науковцями [4–5 та ін.]. Результатом досліджень стали удосконалені алгоритми MOG-2, GMM, GMG, TLGMM, STGMM, SKMGM, TAPPMOG тощо [6]. Для прикладу, алгоритм вилучення фону MOG2 [5] оснований на принципах методу для відновлення фону та виявлення рухомих об'єктів зі статичних камер, що використовує моделі гаусові суміші. Удосконалення алгоритму MOG2 полягає у тому, що у ньому вибирається певна кількість Гауссівських розподілів для кожного пікселя. Цей підхід дозволив досягти кращої адаптованості до такого фактору, як різкі зміни освітлення. Особливістю алгоритму GMG [7] є те, що у ньому використовується перші n кадрів (за рекомендаціями авторів $n = 120$) для моделювання фону. В алгоритмі комбінуються методи статистичної оцінки фонові моделі та Бассівський підхід до сегментації пікселів переднього плану. Також для вирішення задачі відстеження динамічних об'єктів застосовується апроксимація таких підходів, як банк фільтрів Калмана та алгоритму Гейла-Шеплі (Gale-Shapley). Основною ідеєю методу GMM [2] є моделювання функцій густини розподілу значень інтенсивностей пікселів на певному проміжку часу. Побудовані функції розподілу сортуються в порядку зменшення. Далі, при класифікації, вважається що до фону належать пікселі з великим значенням ваги та низьким значенням дисперсії відповідно до заданих порогових значень. Недоліком зазначеного методу є необхідність налаштування порогових значень вручну для кожного типу фону. Оскільки, якщо фон містить різкі зміни інтенсивностей пікселів, то модель може помилково класифікувати рухомі об'єкти як фон.

ViVe – метод запропонований в роботах [8, 9] є достатньо простим в обчислювальному плані та швидкодіє. Алгоритм ViVe поєднує у собі такі позитивні характеристики як висока швидкість роботи, якість виділення рухомих об'єктів, низька ресурсозатратність в обчислювальному плані. Але, попри вказані переваги, ViVe має ряд недоліків, таких як чутливість до різких змін освітлення, недостатній рівень «придушення» тіней динамічних об'єктів. В оригінальному алгоритмі ViVe, запропонованому в роботі [9], використовується колірна схема RGB. Авторами, в подальшому, з метою підвищення швидкодії запропонованого методу, пропонується використовувати зображення в градаціях сірого.

За результатами аналізу переваг та недоліків моделей та алгоритмів [10–14] прийнято припущення щодо можливості застосування інших колірних схем

окрім RGB, які характеризуються кращими фотометричними інваріантними особливостями.

В роботі [14] проведено дослідження двадцяти колірних схем (XYZ, I1I2I3, HSI, YIQ, Lab, YCrCb, RGB, HSV, C1C2C3, Opp, Nopp, Copp, Luv, xyz, YES, CMY, YUV, HSL, UVW, xyY) з метою виявлення оптимальних для виявлення об'єктів в різних умовах освітлення та особливостях текстури таких об'єктів. У вказаній роботі, для оцінки результатів використовувались такі метрики:

$$recall = \frac{TP}{TP + FN}, \quad (1)$$

$$precision = \frac{TP}{TP + FP}, \quad (2)$$

$$F - measure = \frac{2 \times recall \times precision}{recall + precision}. \quad (3)$$

Експериментальні дослідження проводились як на реальних зображеннях, так і штучних. Результати експерименту на реальних зображеннях відображені на рис. 2 а, рис.2 б та рис. 2 с.

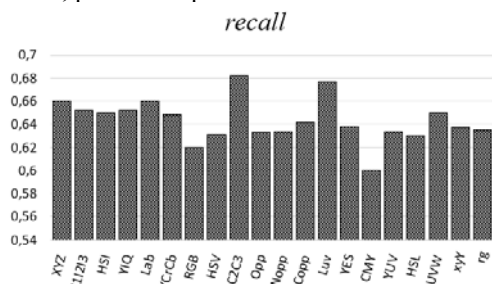


Рисунок 2а – Результати експериментального дослідження: Recall (джерело [14])

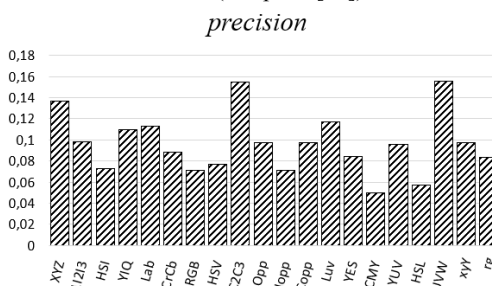


Рисунок 2б – Результати експериментального дослідження: Precision (джерело [14])

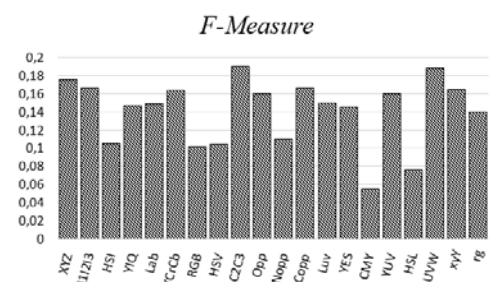


Рисунок 2с – Результати експериментального дослідження: F-Measure (джерело [14])

Проаналізувавши результати вказаних досліджень, ми прийшли до висновку щодо можливості застосування колірної схеми $U^*V^*W^*$ для подальшого впровадження в алгоритмі виявлення динамічних об'єктів на відеопослідовностях з камер відеоспостереження.

Колірна модель UVW запропонована у 1960 році Мак-Адамом [15]. У 1964 р. Гюнтером Вишнецьким було запропоновано удосконалену модель $U^*V^*W^*$ [16].

Відповідно до рекомендацій CIE колірну модель $U^*V^*W^*$ можна представити за допомогою виразів:

$$U^* = 13W(u - u_0), \quad (4)$$

$$V^* = 13W^*(v - v_0), \quad (5)$$

$$W^* = 25Y^{1/3} - 17, \quad (6)$$

де u_0, v_0 – значення колірних змінних при опорному білому кольорі, $0 \leq Y \leq 100$ – відповідне значення з колірної схеми XYZ.

$$u = \frac{4X}{X + 15Y + 3Z}, \quad (7)$$

$$v = \frac{9Y}{X + 15Y + 3Z}. \quad (8)$$

Перехід з колірної моделі RGB в XYZ визначається у такий спосіб:

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,4124 & 0,3576 & 0,1805 \\ 0,2126 & 0,7152 & 0,0722 \\ 0,0193 & 0,1192 & 0,9505 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Метою даного дослідження є удосконалення методу виявлення динамічних об'єктів на відеопослідовностях, що ґрунтується на рекурсивних підходах до побудови моделей заднього плану на основі алгоритму виділення фону ViBe [8, 9].

3 МАТЕРІАЛИ І МЕТОДИ

Удосконалений метод виявлення динамічних об'єктів у відеопослідовностях відрізняється від оригінального ViBe застосуванням колірної схеми $U^*V^*W^*$, використанням подвійних порогових рівнів та елементів теорії експертних систем для усунення невизначеностей у класифікації пікселів, а також, використанням динамічного підходу в оновленні фонові моделі за рахунок сусідніх пікселів. Роботу алгоритму можна розділити на наступні етапи: ініціалізація фонові моделі; виявлення переднього плану (динамічних об'єктів); оновлення фонові моделі.

На етапі ініціалізації фонові моделі, для кожного пікселя p з координатами (x, y) зберігається певна визначена кількість N його попередніх значень $v(p)$. Тоді

для кожного пікселя поточного кадру можна побудувати модель:

$$M(p) = \{v_1(p), v_2(p), \dots, v_N(p)\}. \quad (10)$$

На етапі виявлення переднього плану, перш за все, перевіряється, чи належить поточний піксель фоновій моделі. Для цього, значення пікселя p з координатами (x, y) в поточному кадрі позначимо як $v_n(p)$ та побудуємо навколо нього сферу радіусом R в колірному просторі $U^*V^*W^*$. Потім визначимо кількість K значень $v(p)$, що потрапили у цю сферу. Для цього необхідно визначити відстань між двома пікселями Евклідовому просторі, та порівняти її із значенням R :

$$\Delta E(v(p_i), v(p_j)) = \begin{cases} |v(p_i) - v(p_j)| > R, \\ |v(p_i) - v(p_j)| \leq R. \end{cases} \quad (11)$$

де $v(p_i)$ – значення пікселя з координатами у поточному i -му кадрі; $v(p_j)$ – значення пікселя з координатами в попередньому j -му кадрі.

Евклідову відстань між $v(p_i)$ та $v(p_j)$ в колірному просторі $U^*V^*W^*$ представимо у наступному вигляді:

$$\Delta E(v(p_i), v(p_j)) = \sqrt{(U^*(v(p_i)) - U^*(v(p_j)))^2 + (V^*(v(p_i)) - V^*(v(p_j)))^2 + (W^*(v(p_i)) - W^*(v(p_j)))^2}. \quad (12)$$

У випадку, якщо значення абсолютної різниці між $v(p_i)$ та $v(p_j)$ більше за певне порогове значення R , то піксель вважається кандидатом на приналежність до переднього плану (приналежним до динамічного об'єкта), в іншому випадку – до заднього плану (фону).

Фіксоване порогове значення R , при застосуванні алгоритму в утруднених умовах (різкі зміни освітлення, тремтіння камери, динамічний фон тощо), на нашу думку, є недостатньо ефективним рішенням. Аналізуючи емпіричним шляхом отримані результати експериментальних досліджень оригінального алгоритму ViBe, ми дійшли наступних висновків:

– якщо вручну визначати низьке значення R , то фоновими пікселями будуть визначатися тільки ті, що мають показники дуже близькі до еталонних фонових. Водночас, отримаємо певну кількість інших пікселів, які дійсно належать фону та помилково були визначені приналежними до динамічних об'єктів. В такому випадку ми отримаємо певну «зашумленість» помилковими класифікаціями фонових пікселів;

– якщо вручну визначати достатньо високе значення R , то пікселі з показниками «найдалшими» від еталонних зразків будуть визначені приналежними до динамічних об'єктів. Відповідно, коли показники пікселя що дійсно належить динамічному об'єкту є меншими за пороговий рівень, то цей піксель буде помилково класифікований як фоновий.

© Катеринчук І. С., Бабарика А. О., 2020
 DOI 10.15588/1607-3274-2020-3-8

Таким чином, пропонується застосовувати динамічне значення порогового рівня R . Суть підходу полягає у застосуванні подвійних порогових рівнів та елементів теорії експертних систем для усунення невідзначеностей у класифікації пікселів.

Позначимо R_{low} – відносно низьке значення порогового рівня, R_{high} – відносно велике значення порогового рівня (рис. 3). Тоді, для прийняття рішення ми матимемо уже не два випадки (вираз (11)), а три :

$$\Delta E(v(p_i), v(p_j)) = \begin{cases} |v(p_i) - v(p_j)| < R_{low}, \\ R_{low} \leq |v(p_i) - v(p_j)| \leq R_{high}, \\ |v(p_i) - v(p_j)| > R_{high}. \end{cases} \quad (13)$$

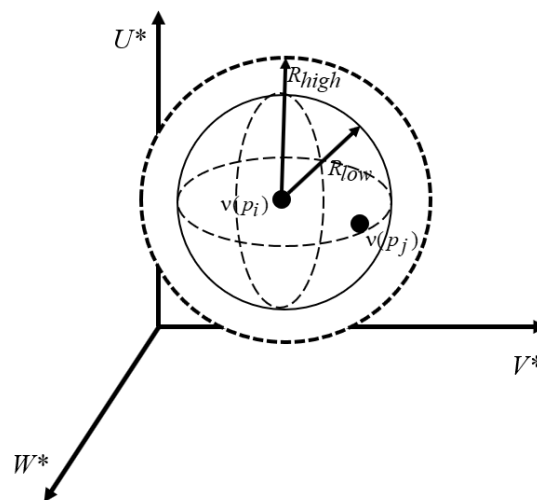


Рисунок 3 – Візуалізація значень пікселів $v(p_i)$ та $v(p_j)$ в колірному просторі $U^*V^*W^*$ з пороговими рівнями R_{low} та R_{high}

Наступним кроком є обчислення кількості точок, що належать до переднього плану та до фону. Розрахунки за формулою (13) проводяться N разів та отримується результат числа співпадаючих пікселів, який позначимо K . Далі емпіричним шляхом визначається мінімальна кількість $\#_{min}$ елементів K , що є кандидатами на задній план (фон), для того щоб піксель можна було б класифікувати як фоновий. В іншому випадку вважається що цей піксель належить передньому плану. В оригінальному алгоритмі ViBe авторами запропоноване наступне правило:

$$N_i = \begin{cases} 1 < R & K < \#_{min}, \\ 0 \geq R & K \geq \#_{min}. \end{cases} \quad (14)$$

Якщо $K < \#_{min}$, то піксель належить динамічному об'єкту, в іншому випадку – фону.

В нашому випадку, ми отримали інтервал невідзначеності, потрапивши у який піксель може належати як динамічному об'єкту так і фону. Для прийняття

рішення на однозначну класифікацію застосуємо математичний апарат теорії Демстера-Шефера [17–20]. Відповідно до основних положень зазначеної теорії, функцію достовірності відображає сума усіх ваг підмножин B множини A (гіпотеза A) та має наступний вигляд:

$$bel(A) = \sum_{B \subseteq A} m(B). \quad (15)$$

Вагова функція $m(B)$ відображає розподіл ваг впевненості.

Функція правдоподібності $pl(A)$ є сумою ваг множин B , котрі перетинаються з множиною A :

$$pl(A) = \sum_{B|B \cap A \neq \emptyset} m(B). \quad (16)$$

При цьому, $bel(A) \leq P(A) \leq pl(A)$, де $P(A)$ точна ймовірність гіпотези A .

Позначимо $A^{R_{low}}$ як гіпотезу вірної класифікації приналежності пікселя до фону, а $A^{R_{high}}$ як гіпотезу вірної класифікації приналежності пікселя до динамічного об'єкту. Тоді вагові функції цих подій можна відобразити у наступному вигляді:

$$m(A^{R_{low}}) = \frac{K_{low}}{K}, \quad (17)$$

$$m(A^{R_{high}}) = \frac{K_{high}}{K}, \quad (18)$$

$$m(A^{R_{low}} \cup A^{R_{high}}) = \frac{K - K_{low} - K_{high}}{K}. \quad (19)$$

Для консолідації цих вагових функцій застосуємо трансформовану довірчу модель Philippe Smets [21]:

$$P_{Bet}(x) = \sum_{x \in A \subseteq X} \frac{m(A)}{|A|}. \quad (20)$$

Застосувавши зазначену модель до задачі консолідації цих вагових функцій, отримаємо дві функції довірчих моделей $P_{Bet}(A^{R_{low}})$ та $P_{Bet}(A^{R_{high}})$. У випадку, якщо $P_{Bet}(A^{R_{low}}) \geq P_{Bet}(A^{R_{high}})$, то поточний піксель класифікується як приналежний до фону, інакше – як приналежний до динамічного об'єкта.

Після виявлення переднього плану відбувається оновлення фонові моделі. Якщо піксель p_i в поточному кадрі був класифікований як фоновий, то відбуваються наступні дві процедури:

– спочатку випадковим чином із множини $M(p)$ вибирається компонента, яка замінюється значенням пікселя в поточному i -му кадрі $v(p_i)$;

– з околу пікселя p_i випадковим чином вибирається елемент, значення котрого також буде замінено на $v(p_i)$.

Таким чином забезпечується просторова узгодженість фонові моделі, адже значення фонові моделі одного пікселя також потрапляють у фонову модель сусідніх пікселів. Одним із недоліків оригінального ViVe є те, що у випадку появи динамічних об'єктів під час ініціалізації фонові моделі спостерігається поява так званих «фантомних об'єктів», які випадково були класифіковані як фон.

З метою видалення цих артефактів, запропоновано використання динамічного підходу в оновленні фонові моделі за рахунок сусідніх пікселів. Суть запропонованого підходу полягає у побудові трирівневого околу. Вважається, що околиця контрольного пікселя складається із трьох рівнів на першому рівні це окіл 3×3 , на другому рівні це окіл 5×5 , на третьому рівні це окіл 7×7 (рис. 4).

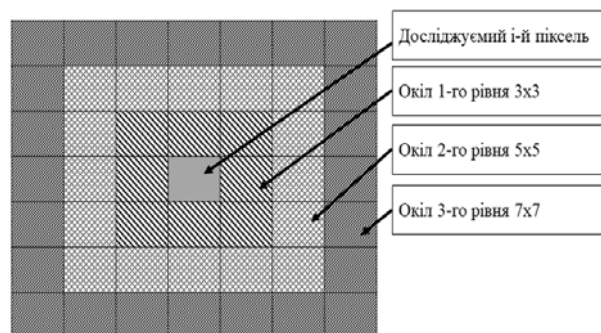


Рисунок 4 – Модель трирівневого околу контрольного пікселя.

Реалізація вказаного підходу передбачає ймовірний підбір величини околиці фонові пікселя при оновленні фонові моделі на основі емпіричним шляхом отриманих коефіцієнтів ($K_{okol}^1 = 0,83$, $K_{okol}^2 = 0,11$, $K_{okol}^3 = 0,06$) та застосування рівномірного закону розподілу випадкових величин всередині кожного із трьох рівнів.

4 ЕКСПЕРИМЕНТИ

Програмно-алгоритмічну реалізацію удосконаленого методу виявлення динамічних об'єктів розроблено на основі C++ в середовищі Visual Studio 2019. Дослідження проводились на тестових відеопослідовностях з ресурсу ChangeDetection.NET (CDNET), що представляють собою послідовності фреймів у форматі jpg з такими особливостями навколишнього середовища як: погана погода (bad weather), динамічний фон (dynamic background), використання в звичайних умовах (baseline). Роздільні здатності тестових відео-

послідовностей – 320×240, 720×576 та 720×480 пікселів. Запропонований алгоритм досліджувався у порівнянні із оригінальним ViBe, імплементацію котрого було отримано з матеріалів авторів O. Barnich та M. Van Droogenbroeck [8, 9].

Оцінка ефективності функціонування досліджуваних алгоритмів проводилась за такими метриками як «*precision*» (див. формулу (2)), «*recall*» (див. формулу (1)) та запропонованій в роботі [6] метриці W :

$$W = \frac{\overline{SSIM} + (1 - \overline{D-score}) + \overline{MCC}}{3} \quad (21)$$

Параметри оригінального ViBe: $N = 20$, $R = 20$.
 Параметри запропонованого удосконаленого ViBe: $N = 20$, $R_{low} = 8$, $R_{high} = 25$.

5 РЕЗУЛЬТАТИ

За отриманими показниками в ході експериментального дослідження, сформовано консолідовані результати, котрі наведено у табл. 1.

В табл. 2 відображено візуальні результати дослідження, аналіз яких можна надає можливість зробити висновок про покращення роботи запропонованого методу в поганих погодних умовах та придушення динамічного фону.

Консолідовані результати експериментального дослідження (табл. 1) вказують на покращення результатів запропонованого методу в порівнянні з оригінальним ViBe в середньому на 6,7%.

Таблиця 1 – Узагальнені характеристики ефективності роботи алгоритмів, що одержані з трьох категорій тестових наборів даних: «погана погода», «динамічний фон», «використання в звичайних умовах»













Назва алгоритму	Метрики		
	<i>precision</i>	<i>recall</i>	W
Оригінальний ViBe	0.7521	0.6982	0.93321
Запропонований метод	0,8126	0,7910	0,94185

6 ОБГОВОРЕННЯ

Візуальні результати дослідження (табл. 2) дають змогу оцінити переваги та недоліки запропонованого методу у порівнянні з оригінальним ViBe.

Так, застосування колірної схеми $U*V*W^*$, яка характеризується кращими фотометричними інваріантними особливостями ніж RGB, дало змогу покращити виділення блоків які мають схожі колірні параметри (сірий автомобіль на сірому асфальті, людина в зеленому одязі на фоні трави тощо).

Таблиця 2 – Порівняльний аналіз функціонування алгоритмів обробки тестових відеопослідовностей

Фрейм, що досліджується	Еталонний фрейм	Фрейм отриманий з використанням оригінального алгоритму ViBe	Фрейм отриманий з використанням удосконаленого алгоритму ViBe	Роздільна здатність	Швидкість оброблення (кадрів/сек) оригінальним та запропонованим алгоритмами
				720×576	67/59
				320×240	287/260
				720×480	82/75
				320×240	198/187

За допомогою динамічного підходу до вибору порогового рівня R та вдалося частково усунути появу дрібних артефактів, що виникали при появі таких типів динамічного фону як невеликий рух крон дерев, тремтіння листя, коливання хвиль на водній поверхні. Вказаний підхід щодо вибору порогового рівня R дозволяє також придушувати шуми, що з'являються внаслідок невеликих зміщень камери відеоспостереження чи при появі «тремтіння» при сильних поривах вітру.

В ході експерименту, емпіричним шляхом, було здійснено підбір значень ймовірнісних коефіцієнтів вибору рівня околиці. Оптимальними значеннями на досліджуємих тестових наборах відеопослідовностей виявились значення $K_{okol}^1 = 0.83$, $K_{okol}^2 = 0.11$, $K_{okol}^3 = 0.06$. Проте фіксовані значення ймовірнісних коефіцієнтів є оптимальними лише для вказаних наборів відеопослідовностей, і на нашу думку, для більшої універсальності запропонованого методу доцільно продовжити дослідження щодо реалізації динамічного підходу до вибору вказаних коефіцієнтів. Також одним із напрямків удосконалення запропонованих підходів є дослідження інших методів щодо підбору порогових рівнів R_{low} та R_{high} для прийняття рішення на однозначну класифікацію окрім математичного апарату теорії Демстера-Шефера. Оскільки, при здійсненні перетворень з колірної схеми RGB в $U*V*W^*$ колірні складові змінюються не пропорційно, тому доцільно було б дослідити вплив кутових параметрів досліджуємого пікселя на значення порогових рівнів R_{low} та R_{high} .

Застосування вищезазначених підходів негативно вплинуло на швидкість роботи алгоритму. Проте, рівень швидкодії при обробці кадрів з роздільною здатністю 320×240 , 720×576 та 720×480 є достатнім для роботи в режимі реального часу.

Візуальні результати дослідження вказують на можливість застосування запропонованого методу для виявлення і спостереження за динамічними об'єктами на водній поверхні та серед рослинності, що є особливо актуально в системах оптико-електронного спостереження Державної прикордонної служби України.

Авторами оригінального алгоритму ViBe О. Barnich та М. Van Droogenbroeck було імплементовано програмний код в камеру Canon PowerShot SD870 IS, яка здійснювала трансляцію відеопослідовностей з роздільною здатністю 320×240 пікселів. При цьому швидкість обробки кадрів склала 6 кадрів/сек [8]. Це вказує на можливість застосування запропонованого методу в роботі оптико-електронних технічних засобів, що прийняті на озброєння в Державній прикордонній службі України.

ВИСНОВКИ

В роботі представлено удосконалений метод виявлення динамічних об'єктів у відеопослідовностях, який оснований на алгоритмі ViBe.

© Катеринчук І. С., Бабарика А. О., 2020
DOI 10.15588/1607-3274-2020-3-8

Наукова новизна отриманих результатів полягає в розробці удосконаленого методу виявлення динамічних об'єктів у відеопослідовностях, який оснований на алгоритмі ViBe. Удосконалення проведено застосуванням колірної схеми $U*V*W^*$, використанням подвійних порогових рівнів та елементів теорії експертних систем для усунення невизначеностей у класифікації пікселів (математичний апарат теорії Демстера-Шефера та трансформуєма довірча модель розроблена Philippe Smets), а також використанням динамічного підходу в оновленні фонові моделі за рахунок сусідніх пікселів. З метою практичної реалізації запропонованих рішень та підтвердження ефективності вказаних підходів було проведено експериментальне дослідження запропонованого методу в порівнянні з оригінальним ViBe. Експеримент проводився з використанням тестових фреймів з набору CDNET у різноманітних варіантах навколишнього середовища, яке є максимально наближеним до реального застосування в системах відеоспостереження та з різними варіантами роздільної здатності. Консолідовані результати експерименту за метриками “precision”, “recall” та запропонованій в роботі [6] авторській метриці W вказують на покращення результатів запропонованого методу в порівнянні з оригінальним ViBe в середньому на 6,7%. Одержані візуальні результати дослідження є кращими в сенсі сегментації динамічних об'єктів, в поганих погодних умовах та придушення динамічного фону.

До недоліків запропонованого методу належить зниження швидкодії, яке є некритичним та дозволяє застосовувати його в програмних системах в режимі реального часу.

Практичне значення отриманих результатів полягає у можливості застосування удосконаленого алгоритму в програмному забезпеченні як систем відеоспостереження загального призначення так і відомчих спеціалізованих систем відеоспостереження, таких, наприклад як підсистеми відеоспостереження, що функціонують у складі Інтегрованої інформаційно-телекомунікаційної системи «Гарт» Державної прикордонної служби України.

Окрім того, запропонований алгоритм можна застосувати й в інших технічних засобах системи охорони державного кордону, а саме в: системі раннього попередження «AEROS TT-RF-1-R»; підсистемі оптико-електронного спостереження; комплексі наземної розвідки «Джеб»; безпілотних авіаційних комплексах тощо.

Перспективи (напрямки) подальших досліджень полягають в імплементатії запропонованого алгоритму у детекторах виявлення перетину умовної лінії, залишених/загублених предметів, виявлення нестандартних ситуацій в системах відеоспостереження, а також дослідження можливості застосування вказаного алгоритму оптико-електронних технічних засобах, що стоять на озброєнні Державної прикордонної служби України.

ПОДЯКИ

Роботу виконано в рамках наукових досліджень кафедри телекомунікацій та радіотехніки Національної академії Державної прикордонної служби України.

ЛІТЕРАТУРА / LITERATURA

1. A Survey on Visual Surveillance of Object Motion and Behaviors / H. Weiming, T. Tieniu, W. Liang et al. // IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews): proceedings – 2004. – Vol. 34, No. 3. – P. 334–352. DOI : 10.1109/TSMCC.2004.829274.
2. Stauffer C. Adaptive background mixture models for real-time tracking / C. Stauffer, W. Grimson // Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition : proceedings. – Ft. Collins, CO, USA : IEEE Computer Society, 1999. – P. 2246–2252. DOI : 10.1109/CVPR.1999.784637.
3. Hayman E. Statistical background subtraction for a mobile observer / E. Hayman, J. Eklundh // Proceedings Ninth IEEE International Conference on Computer Vision. – Nice, France : IEEE, 2003. – P. 67–74. DOI : 10.1109/ICCV.2003.1238315.
4. Zivkovic Z. Efficient adaptive density estimation per image pixel for the task of background subtraction / Z. Zivkovic, F. Van der Heijden // Pattern Recognition Letters : proceedings. – 2006. – № 27. – P. 773–780. DOI : <https://doi.org/10.1016/j.patrec.2005.11.005>.
5. Zivkovic Z. Improved Adaptive Gaussian Mixture Model for Background Subtraction / Z. Zivkovic // Pattern Recognition : proceedings of the 17th International Conference. – Cambridge, UK : IEEE, 2004. – Vol. 2. – P. 28–31. DOI : 10.1109/ICPR.2004.1333992.
6. Бабарика А. О. Обґрунтування показника вибору оптимального алгоритму виділення фону у відеопослідовностях з камер відеоспостереження відомчих систем відеоспостереження / А. О. Бабарика // Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони. – К. : Національний університет оборони України, 2019. – № 3 (36). – С. 97–102. DOI : <http://dx.doi.org/10.33099/2311-7249/2019-36-3-97-102>.
7. Godbehere A. Visual Tracking of Human Visitors under Variable-Lighting Conditions for a Responsive Audio Art Installation / A. Godbehere, A. Matsukawa, K. Y. Goldberg // American Control Conference (ACC) : proceedings. – Montreal, QC, Canada, 2012. – P. 4305–4312. DOI : 10.1109/ACC.2012.6315174.
8. Barnich O. ViBe: A universal background subtraction algorithm for video sequences / O. Barnich, M. Van Droogenbroeck // IEEE Transactions on Image Processing : proceedings. – 2011. – Vol. 20, No. 6. – P. 1709–1724. DOI : 10.1109/TIP.2010.2101613.
9. Barnich O. ViBe: a powerful random technique to estimate the background in video sequences / O. Barnich, M. Van Droogenbroeck // Speech and Signal Processing : 2009 IEEE International Conference on Acoustics, Taipei, 2009. – P. 945–948. DOI : 10.1109/ICASSP.2009.4959741.
10. Gevers T. Color-based object recognition / A.W. Smeulders // Pattern Recognition. – 1999. – Vol. 32. – P. 453–464. DOI : [https://doi.org/10.1016/S0031-3203\(98\)00036-3](https://doi.org/10.1016/S0031-3203(98)00036-3).
11. Salvador E. Shadow identification and classification using invariant color models / A. Cavallaro, T. Ebrahimi // 2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing : proceedings. – Salt Lake City, UT, USA, 2001. – P. 1545–1548. DOI : 10.1109/ICASSP.2001.941227.
12. Robust Color Contour Object Detection Invariant to Shadows / J. Scandaliaris, M. Villamizar, J. Andrade-Cetto et al. // Progress in pattern recognition, image analysis and applications (CIARP'07) : proceedings of the Congress on pattern recognition 12th Iberoamerican conference, Berlin : Springer-Verlag, 2007. – P. 301–310. DOI : 10.1007/978-3-540-76725-1_32.
13. Salvador E. Cast shadow segmentation using invariant color features / E. Salvador, A. Cavallaro, T. Ebrahimi // Computer Vision and Image Understanding : proceedings. – 2004. – Vol. 95. – P. 238–259. DOI : [j.cviu.2004.03.008](https://doi.org/10.1016/j.cviu.2004.03.008).
14. Rasouli A. The effect of color space selection on detectability and discriminability of colored objects [Electronic resource] / A. Rasouli, J. K. Tsotsos. – Access mode: <https://arxiv.org/abs/1702.05421>.
15. MacAdam D. L. Projective transformations of I.C.I. color specifications // Journal of the Optical Society of America. – 1937. – Vol. 27, Issue 8. – P. 294–299. DOI : 10.1364/JOSA.27.000294.
16. Wyszecki G. Proposal for a New Color-Difference Formula. – Journal of the Optical Society of America. – 1963. – Vol. 53, Issue 11. – P. 1318–1319. DOI : 10.1364/JOSA.53.001318.
17. Pearl J. Reasoning with Belief Functions: An Analysis of Compatibility / J. Pearl // The International Journal of Approximate Reasoning. – 1990. – Vol. 4, No. 5/6. – P. 363–389. DOI : 10.1016/0888-613X(90)90013-R.
18. Yager R. Classic Works of the Dempster-Shafer Theory of Belief Functions / R. Yager, Liu Liping. – Berlin, 2008. – 806 p. DOI : 10.1007/978-3-540-44792-4.
19. Beynon M. The Dempster-Shafer theory of evidence: an alternative approach to multicriteria decision modelling / M. Beynon, B. Curry, P. Morgan // Omega. – 2000. – Vol. 28(1). – P. 37–50. DOI : [https://doi.org/10.1016/S0305-0483\(99\)00033-X](https://doi.org/10.1016/S0305-0483(99)00033-X).
20. Deng Y. Generalized evidence theory / Y. Deng // Applied Intelligence. – 2015. – Vol.43. – P. 530–543. DOI : <https://doi.org/10.1007/s10489-015-0661-2>.
21. Smets P. The Transferable Belief Model. Classic Works of the Dempster-Shafer Theory of Belief Functions / P. Smets, Robert Kennes. – Berlin : Springer, 2008. – P. 693–736. DOI : https://doi.org/10.1007/978-3-540-44792-4_28.

Received 11.05.2020.
Accepted 30.08.2020.

УДК 004.932 : 355.07

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ АЛГОРИТМА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ НА ВИДЕОПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЯХ

Катеринчук И. С. – д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры телекоммуникаций и радиотехники Национальной академии Государственной пограничной службы Украины имени Богдана Хмельницкого, Украина, Хмельницкий.

Бабарика А. А. – адъюнкт адъюнктуры Национальной академии Государственной пограничной службы Украины имени Богдана, Хмельницкого, Украина, Хмельницкий.

АННОТАЦИЯ

Актуальность. Внедрение функций видеоаналитики в системы видеонаблюдения дает возможность повысить эффективность применения вышеуказанных систем. Одной из функций таких интеллектуальных систем видеонаблюдения является обнаружение динамических объектов в секторах обзора камер видеонаблюдения. Существующие методы выделения фона и распознавания объектов имеют существенные недостатки, ограничивающие их применение на практике, а именно: при низкой контрастности алгоритмы не в состоянии выделить объект из фона; некоторые движущиеся объекты могут распознаваться как фон, алгоритмы критичны к условиям освещения и тому подобное. Именно поэтому, актуальной задачей является разработка и совершенствование методов обнаружения динамических объектов в видеопоследовательностях.

Цель. Исследование посвящено разработке усовершенствованного метода выявления динамических объектов в видеопоследовательностях.

Метод. При построении метода обнаружения динамических объектов в видеопоследовательности использовались подходы относительно выделения фона на основе попиксельного анализа кадров с применением элементов теории экспертных систем.

Результаты. В работе представлен усовершенствованный метод обнаружения динамических объектов в видеопоследовательности, который основан на алгоритме ViBe. Предложенный подход отличается от оригинального применением цветовой схемы $U*V*W^*$, использованием двойных пороговых уровней и элементов теории экспертных систем для устранения неопределенностей в классификации пикселей (математический аппарат теории Демстера-Шефера), а также использованием динамического подхода в обновлении фоновой модели с учетом соседних пикселей. Алгоритм обнаружения динамических объектов в видеопоследовательности включает следующие этапы: инициализация фоновой модели (для каждого пикселя с известными координатами сохраняется количество его предыдущих значений в текущем кадре) выявление переднего плана; следующим шагом является вычисление количества точек, принадлежащих к переднему плану и к фону. С целью устранения неопределенности, когда пиксель одновременно может принадлежать как динамическому объекту так и фону, и однозначной классификации применен математический аппарат теории Демстера-Шефера; после обнаружения переднего плана происходит обновление фоновой модели. В основу которой положена трехуровневая построение окрестности исследуемого пикселя и применение равномерного закона распределения случайных величин внутри каждого из трех уровней.

Выводы. Экспериментальное исследование усовершенствованного алгоритма по сравнению с оригинальным ViBe проводилось с использованием тестовых фреймов из набора CDNET в различных вариантах окружающей среды и с различными вариантами разрешения. Консолидированные результаты указывают на улучшение результатов предложенного метода по сравнению с оригинальным ViBe в среднем на 6,7%.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: алгоритм, метод, видеопоследовательность, выделения фона, динамический объект, цветовая схема, пиксель, фон, ViBe.

UDC 004.93

AN IMPROVED MOVING OBJECTS DETECTION ALGORITHM IN VIDEO SEQUENCES

Katerynychuk I. S. – Dr. Sc., Professor, Professor of Telecommunications and Radio Engineering, Bohdan Khmelnytsky National Academy of State Border Guard Service of Ukraine, Ukraine, Khmelnytsky.

Babaryka A. O. – Post-graduate student of the National Academy of the State Border Guard Service of Ukraine named after Bohdan, Khmelnytsky, Ukraine, Khmelnytsky.

ABSTRACT

Context. The implementation of video analytics functions in video surveillance systems makes it possible to increase the efficiency of these systems. One of the functions of these intelligent video surveillance systems is to detect dynamic objects in the surveillance sectors of video surveillance cameras. Existing methods of background subtraction and object recognition have important disadvantages that limit their application in practice: under low contrast algorithms can not select an object from the background; some moving objects can be recognized as a background, algorithms critical to lighting conditions, and so on. Therefore, an important task is to develop and improve methods for detecting dynamic objects in video sequences.

Objective. The research is devoted to the development of an improved method for detecting dynamic objects in video sequences.

Method. For moving objects detection in video sequences we used background subtraction methods based on pixel-by-pixel analysis of frames using elements of the expert systems theory.

Results. In this paper, we propose an improved method for detecting dynamic objects in video sequences, which is based on the ViBe algorithm. The proposed approach differs from original the using of $U*V*W^*$ color model, using double threshold levels and some elements of theory expert systems for removal of vaguenesses in pixel classification (Dempster-Shafer theory) and dynamic method for updating background pixel models. Proposed algorithm include following stages: initialization of the background model (for each pixel with known parameters, the number of previous values in the current frame is stored); foreground detection; the next step is a calculation amounts of points, that belong to the foreground and to the background. For removal of vaguenesses in pixel classification we used some elements of Dempster-Shafer theory. After initialization of the background model and foreground detection next stage is updating background model. For this we used a three-level constructed neighborhood of the studied pixel and used of the even distribution of random values is into each of three levels.

Conclusions. Experimental research of the improved algorithm in comparing to original ViBe conducted with the use of test frames from a set of CDNET in the various variants of environment and with the different variants of discriminability. The consolidated results specify on the improvement of results of an offer method as compared to original ViBe on the average on 6,7%.

KEYWORDS: algorithm, method, video sequence, background subtraction, dynamic object, colour model, pixel, background, ViBe.

REFERENCES

1. Weiming H., Tieniu T., Liang W. et al. A Survey on Visual Surveillance of Object Motion and Behaviors, *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, 2004, Vol. 34, No. 3, pp. 334–352. DOI : 10.1109/TSMCC.2004.829274.
2. Stauffer C., Grimson W. Adaptive background mixture models for real-time tracking, *Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition : proceedings*. Ft. Collins, CO, USA, IEEE Computer Society, 1999, pp. 2246–2252. DOI : 10.1109/CVPR.1999.784637.
3. Hayman E., Eklundh J. Statistical background subtraction for a mobile observer, *Proceedings Ninth IEEE International Conference on Computer Vision*. Nice, France, IEEE, 2003, pp. 67–74. DOI : 10.1109/ICCV.2003.1238315.
4. Zivkovic Z., Van der Heijden F. Efficient adaptive density estimation per image pixel for the task of background subtraction, *Pattern Recognition Letters : proceedings*, 2006, № 27, pp. 773–780. DOI : <https://doi.org/10.1016/j.patrec.2005.11.005>.
5. Zivkovic Z. Improved Adaptive Gaussian Mixture Model for Background Subtraction, *Pattern Recognition : proceedings of the 17th International Conference*. Cambridge, UK, IEEE, 2004, Vol. 2, pp. 28–31. DOI : 10.1109/ICPR.2004.1333992.
6. Babaryka A. O. The justification of optimal algorithms index choice for the background subtraction in video sequences derived from stationary cameras of video surveillance systems, *Modern Information Technologies in the Sphere of Security and Defence*. Kyiv, National Defence University of Ukraine, 2019, No. 3 (36), pp. 97–102. DOI : <http://dx.doi.org/10.33099/2311-7249/2019-36-3-97-102>.
7. Godbehere A., Matsukawa A., Goldberg K. Y. Visual Tracking of Human Visitors under Variable-Lighting Conditions for a Responsive Audio Art Installation, *American Control Conference (ACC), proceedings*. Montreal, QC, Canada, 2012, pp. 4305–4312. DOI : 10.1109/ACC.2012.6315174.
8. Barnich O., Van Droogenbroeck M. ViBe: A universal background subtraction algorithm for video sequences, *IEEE Transactions on Image Processing : proceedings*, 2011, Vol. 20, No. 6, pp. 1709–1724. DOI : 10.1109/TIP.2010.2101613.
9. Barnich O., Van Droogenbroeck M. ViBe: a powerful random technique to estimate the background in video sequences, *Speech and Signal Processing : 2009 IEEE International Conference on Acoustics*. Taipei, 2009, pp. 945–948. DOI : 10.1109/ICASSP.2009.4959741.
10. Gevers T., Smeulders A. W. Color-based object recognition, *Pattern Recognition*, 1999, Vol. 32, pp. 453–464. DOI : [https://doi.org/10.1016/S0031-3203\(98\)00036-3](https://doi.org/10.1016/S0031-3203(98)00036-3).
11. Salvador E., Cavallaro A., Ebrahimi T. Shadow identification and classification using invariant color models / 2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing : proceedings. Salt Lake City, UT, USA, 2001, pp. 1545–1548. DOI : 10.1109/ICASSP.2001.941227.
12. Scandaliaris J., Villamizar M., Andrade-Cetto J. et al. Robust Color Contour Object Detection Invariant to Shadows, *Progress in pattern recognition, image analysis and applications (CIARP'07) : proceedings of the Congress on pattern recognition 12th Iberoamerican conference*, Berlin, Springer-Verlag, 2007, pp. 301–310. DOI : 10.1007/978-3-540-76725-1_32.
13. Salvador E., Cavallaro A., Ebrahimi T. Cast shadow segmentation using invariant color features, *Computer Vision and Image Understanding : proceedings*, 2004, Vol. 95, pp. 238–259. DOI : [j.cviu.2004.03.008](https://doi.org/10.1016/j.cviu.2004.03.008).
14. Rasouli A., Tsotsos J. K. The effect of color space selection on detectability and discriminability of colored objects [Electronic resource]. Acces mode: <https://arxiv.org/abs/1702.05421>.
15. MacAdam D. L. Projective transformations of I.C.I. color specifications, *Journal of the Optical Society of America*, 1937, Vol. 27, Issue 8, pp. 294–299. DOI : 10.1364/JOSA.27.000294.
16. Wyszecki G. Proposal for a New Color-Difference Formula, *Journal of the Optical Society of America*, 1963, Vol. 53, Issue 11, pp. 1318–1319. DOI : 10.1364/JOSA.53.001318.
17. Pearl J. Reasoning with Belief Functions: An Analysis of Compatibility, *The International Journal of Approximate Reasoning*, 1990, Vol. 4, No. 5/6, pp. 363–389. DOI : 10.1016/0888-613X(90)90013-R.
18. Yager R. Liping Liu Classic Works of the Dempster-Shafer Theory of Belief Functions. Berlin, 2008, 806 p. DOI : 10.1007/978-3-540-44792-4.
19. Beynon M., Curry B., Morgan P. The Dempster-Shafer theory of evidence: an alternative approach to multicriteria decision modelling, *Omega*, 2000, Vol. 28(1), pp. 37–50. DOI : [https://doi.org/10.1016/S0305-0483\(99\)00033-X](https://doi.org/10.1016/S0305-0483(99)00033-X).
20. Deng Y. Generalized evidence theory, *Applied Intelligence*, 2015, Vol. 43, pp. 530–543. DOI : <https://doi.org/10.1007/s10489-015-0661-2>.
21. Smets P., Kennes Robert The Transferable Belief Model. Classic Works of the Dempster-Shafer Theory of Belief Functions. Berlin, Springer, 2008, pp. 693–736. DOI : https://doi.org/10.1007/978-3-540-44792-4_28.