



№6-2023

ISSN 1999-9429

ИЗВЕСТИЯ ЮФУ

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

- Алгоритмы обработки информации
- Анализ данных и моделирование
- Электроника, приборостроение и радиотехника

ИЗВЕСТИЯ ЮФУ. ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ IZVESTIYA SFedU. ENGINEERING SCIENCES

Свидетельство о регистрации средства массовой информации

ПИ № ФС77-28889 от 12.07.2007

Федеральная служба по надзору в сфере массовых коммуникаций, связи
и охраны культурного наследия

Научно-технический и прикладной журнал

Издается с 1995 года, до середины 2007 года под названием «Известия ТРТУ»

Подписной индекс ПС704

№ 6 (236). 2023 г.

Журнал включен в «Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук».

Редакционный совет

Курейчик В.В. (гл. редактор); Кравченко Ю.А. (зам. гл. редактора); Курейчик В.М. (зам. гл. редактора); Бородянский И.М. (ученый секретарь); Абрамов С.М.; Агеев О.А.; Бабенко Л.К.; Боженюк А.В.; Веселов Г.Е.; Гайдук А.Р.; Горбанёва О.И.; Каляев И.А.; Коноплев Б.Г.; Касьянов А.О.; Левин И.И.; Куповых Г.В.; Лысенко И.Е.; Малюков С.П.; Медведев М.Ю.; Мельник Э.В.; Никитов С.А.; Обуховец В.А.; Панич А.Е.; Петров В.В.; Пшихопов В.Х.; Редько В.Г.; Румянцев К.Е.; Семенихина Д.В.; Сергеев Н.Е.; Стемпковский А.Л.; Сухинов А.И.; Тополов В.Ю.; Турулин И.И.; Угольницкий Г.А.; Усов А.Б.; Федосов В.П.; Целых А.Н.; Юханов Ю.В.

Учредитель Южный федеральный университет.

Издатель Южный федеральный университет.

Ответственный за выпуск Клевцов С.И.

Технический редактор Ярошевич Н.В.

Оригинал-макет выполнен Ярошевич Н.В.

Дата выхода в свет 27.12. 2023 г. Формат 70×108 $\frac{1}{16}$. Бумага офсетная.

Офсетная печать. Усл. печ. л. – 25,1. Уч.-изд. л. – 19,7.

Заказ № 9343. Тираж 250 экз.

Адрес издателя: 344090, г. Ростов-на-Дону, пр. Стачки, 200/1, тел. 8(863)243-41-66.

Адрес типографии: Отпечатано в отделе полиграфической, корпоративной и сувенирной продукции Издательско-полиграфического комплекса КИБИ МЕДИА ЦЕНТРА ЮФУ. 344090, г. Ростов-на-Дону, пр. Стачки, 200/1, тел. 8(863)243-41-66.

Адрес редакции: 347922, г. Таганрог, ул. Чехова, 22, ЮФУ, тел. +7 (928) 909-57-82, e-mail: iborodyanskiy@sfedu.ru, <http://izv-tn.tti.sfedu.ru/>.

16+

Цена свободная

ISSN 1999-9429 (Print)

ISSN 2311-3103 (Online)

© Южный федеральный университет, 2023



С глубоким прискорбием сообщаем, что 15.12.2023 на 79 году жизни после затяжной болезни ушел из жизни профессор кафедры систем автоматизированного проектирования Института компьютерных технологий и информационной безопасности ИТА ЮФУ, Заслуженный деятель науки РФ, доктор технических наук, профессор Виктор Михайлович Курейчик.

Виктор Михайлович Курейчик в 1967 году окончил Таганрогский радиотехнический институт по специальности «Счетно-решающие приборы и устройства». В 1971 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук, в 1978 году защитил докторскую диссертацию.

Виктор Михайлович работал в университете с января 1968 года, занимая должности инженера, начальника лаборатории, начальника отдела ОКБ, заведующего отделом НИИ. С 1979 по 1999 год являлся заведующим кафедрой. С 1982 года – профессор, с 1982 по 1987 год – декан факультета микроэлектроники и электронной техники. В 1987 году по его инициативе создана кафедра систем автоматизированного проектирования, которой он руководил до 1999 года. С 1999 по 2003 год являлся проректором Таганрогского государственного радиотехнического университета по информатике и директором Ростовского областного центра новых информационных технологий, с 2003 по 2006 год – проректором по науке, а с 2006 по 2012 год – заместителем руководителя по научной и инновационной деятельности Технологического института Южного федерального университета. В 2012 году организовал кафедру дискретной математики и методов оптимизации Южного федерального университета, которой руководил до 2017 года.

Виктор Михайлович внес значительный вклад в развитие Южного федерального университета, в подготовку научных и педагогических кадров высшей квалификации. Под его руководством сформирована и успешно функционирует научная школа в области эволюционного моделирования и интеллектуальных САПР, в рамках которой им подготовлены 65 кандидатов и 10 докторов наук. Курейчик В.М. является автором более 720 научных, учебных и учебно-методических работ. Полученные научные результаты, использованы более чем в 40 грантах, выполненных при его непосредственном участии.

Виктор Михайлович Курейчик является Заслуженным деятелем науки Российской Федерации, Почетным работником высшего профессионального образования Российской Федерации, действительным членом РАЕН, действительным членом академии инженерных наук Российской Федерации, членом Ученого Совета Института проблем естественных монополий (г. Москва), членом Российской Ассоциации искусственного интеллекта (РАИИ), руководителем Северо-Кавказского отделения РАИИ, членом экспертного совета Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ) и Российского научного фонда (РНФ). Виктор Михайлович награжден Медалью ордена «За заслуги перед Отечеством» второй степени и почетным знаком РАЕН «За заслуги в развитии науки и экономики».

Редакционный совет журнала "Известия ЮФУ. Технические науки" приносит соболезнования родным и близким Виктора Михайловича.

СОДЕРЖАНИЕ

РАЗДЕЛ I. АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

Д.О. Бросалин, Б.В. Гуренко, М.Ю. Медведев ИНТЕГРАЦИЯ ЛОКАЛЬНОГО И ГЛОБАЛЬНОГО ПЛАНИРОВЩИКОВ В СИСТЕМУ УПРАВЛЕНИЯ МОБИЛЬНЫМ РОБОТОМ.....	8
Л.А. Гладков, Н.В. Гладкова АЛГОРИТМ СИНТЕЗА КОМБИНАЦИОННЫХ ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ НА ОСНОВЕ ЭВОЛЮЦИОННОГО ПОДХОДА.....	24
Д.А. Гужва, К.О. Север, И.И. Турулин 8-ПОЛОСНЫЙ НЕОДНОРОДНЫЙ БАНК БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ РЕКУРСИВНЫХ ФИЛЬТРОВ С КОНЕЧНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ ДЛЯ СЛУХОВЫХ АППАРАТОВ	34
С.М. Гушанский, В.С. Потапов ХАРАКТЕРИСТИКА КВАНТОВЫХ СХЕМ С ФУНКЦИОНАЛЬНЫМИ КОНФИГУРАЦИЯМИ КУБИТОВ.....	44
Е.Ю. Кисловский, А.В. Шандыбин, В.Н. Таран ПРОЕЦИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОГО ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ РИККАТИ В ПОЛИНОМЫ ВОЛЬТЕРРА С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДА КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ.....	57
Н.С. Кривша, В.В. Кривша, С.А. Бутенков АЛЬТЕРНАТИВНЫЕ ГИБРИДНЫЕ СТРУКТУРЫ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ.....	66
А.М. Макаров, А.С. Ермаков ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЮ ОПЕРАТОРОВ МЕЛЛИНА И НЕКОТОРЫЕ ЕЕ ПРИЛОЖЕНИЯ В ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ	76
Е.С. Подоплелова, И.И. Князев МОДИФИКАЦИЯ МЕТОДА FMEA ПРИ ПОМОЩИ АЛГОРИТМОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ.....	88
К.О. Север, Д.А. Гужва, И.И. Турулин РЕКУРСИВНЫЙ РАЗДЕЛИМЫЙ ДВУМЕРНЫЙ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ РЕЗКОСТИ RGB-ИЗОБРАЖЕНИЙ.....	95
Х.Б. Штанчаев СТАТИСТИЧЕСКИЕ И МАШИННЫЕ МЕТОДЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ИЗВЛЕЧЕНИЯ ПРИЧИННО-СЛЕДСТВЕННЫХ СВЯЗЕЙ ИЗ ТЕКСТА (ОБЗОР)	105

РАЗДЕЛ II. АНАЛИЗ ДАННЫХ И МОДЕЛИРОВАНИЕ

О.В. Белоусова ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСТВА ПРИЗЕМНОГО СЛОЯ: МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТ.....	115
С.И. Клевцов ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА НОРМИРОВАННОГО РАЗМАХА ДЛЯ ОЦЕНКИ ИДЕНТИЧНОСТИ ЦИКЛОВ ИСПЫТАНИЙ	126
В.А. Костюков, М.Ю. Бутенко, В.Г. Гисцов, И.Д. Евдокимов ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ СТАНЦИЙ ПОДЗАРЯДКИ ДЛЯ ЭНЕРГООБЕСПЕЧЕНИЯ ГРУППЫ БПЛА МУЛЬТИКОПТЕРНОГО ТИПА	138
И.И. Левин, Д.А. Сорокин, А.В. Касаркин АРХИТЕКТУРА ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ЦФВМ.....	150

В.Т. Лобач, А.Н. Бакуменко ОЦЕНКА ИНТЕНСИВНОСТИ ФЛУКТУАЦИЙ НАПРЯЖЕНИЯ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ПРИ МАЛЫХ НЕРОВНОСТЯХ ОТРАЖАЮЩЕЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ	162
А.А. Марьев, З.А. Понимаш МЕТОД И АЛГОРИТМ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ЛОКАЦИИ И БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ С ПОДВИЖНОЙ ГЕОМЕТРИЕЙ.....	179
А.М. Пилипенко, И.В. Бондаренко МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ С УЧЕТОМ ПОРЯДКА ПЕТЛЕВОГО ФИЛЬТРА.....	190
А.В. Проскураков АНАЛИЗ ПОДХОДОВ К ПРОЕКТИРОВАНИЮ И РЕАЛИЗАЦИИ МЕДИЦИНСКИХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ КОНЦЕПЦИИ КИБЕРФИЗИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ВЕРИФИКАЦИИ СОСТОЯНИЯ ФРАГМЕНТОВ МЕДИЦИНСКИХ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ	199
В.Д. Салманов МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ РАЗМЕРА МЕМПУЛА НА ОСНОВЕ МЕТОДА МОНТЕ-КАРЛО В УСЛОВИЯХ НЕПОЛНОЙ ИСХОДНОЙ ИНФОРМАЦИИ.....	212
М.А. Стрижко МОДИФИКАЦИЯ МОДЕЛИ ЗАДЕРЖКИ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ М. ДЖ. БЭКМАННА ДЛЯ ВЗАИМОСВЯЗАННЫХ ПЕРЕКРЕСТКОВ В УСЛОВИЯХ МЕГАПОЛИСА	222

РАЗДЕЛ III. ЭЛЕКТРОНИКА, ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И РАДИОТЕХНИКА

С.С. Верещагина МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ОЦЕНИВАНИЯ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ ПРИ ДИАГНОСТИРОВАНИИ.....	231
Н.К. Полуянович, М.Н. Дубяго ОЦЕНКА ДЕСТРУКЦИИ ПОЛИМЕРНОГО ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННОГО МАТЕРИАЛА ИЗ-ЗА ЧАСТИЧНЫХ РАЗРЯДОВ И РАДИКАЛЬНО-ЦЕПНЫХ МЕХАНИЗМОВ РАЗРУШЕНИЯ	244
А.И. Семенихин, А.В. Климов, А.Н. Савицкий АНИЗОТРОПНАЯ ИМПЕДАНСНАЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКАЯ МЕТАПОВЕРХНОСТЬ ДЛЯ САМОАДАПТИВНОГО ГАШЕНИЯ РАССЕЯННЫХ ВОЛН ЛЮБЫХ ПОЛЯРИЗАЦИЙ	258
К.А. Синяян, Ю.В. Юханов, И.В. Ильин, И.В. Мерглодов ИЗМЕРЕНИЕ МАЛОЗАМЕТНЫХ ОБЪЕКТОВ В БЭЭХОВОЙ КАМЕРЕ.....	267
С.А. Шелкоплясов АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ РАСШИРЕННОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ	276

CONTENT

SECTION I. INFORMATION PROCESSING ALGORITHMS

D.O. Brosalin, B.V. Gurenko, M.Y. Medvedev INTEGRATION OF LOCAL AND GLOBAL SCHEDULER INTO A MOBILE ROBOT CONTROL SYSTEM.....	8
L.A. Gladkov, N.V. Gladkova ALGORITHM FOR SYNTHESIS OF COMBINATIONAL LOGIC CIRCUITS BASED ON THE EVOLUTIONARY APPROACH.....	25
D.A. Guzhva, C.O. Sever, I.I. Turulin 8-BAND HETEROGENEOUS BANK OF FIR FILTERS WITH HIGH COMPUTATIONAL EFFICIENCY FOR HEARING AIDS.....	35
S.M. Gushanskiy, V.S. Potapov CHARACTERISTICS OF QUANTUM CIRCUITS WITH FUNCTIONAL CONFIGURATIONS OF QUBITS.....	45
E.Yu. Kislovskiy, A.V. Shandybin, V.N. Taran PROJECTION OF THE NONLINEAR DIFFERENTIAL EQUATION RICCATI INTO VOLTERRA POLYNOMIALS USING THE FINITE ELEMENT METHOD....	58
N.S. Krivsha, V.V. Krivsha, S.A. Butenkov THE COMMON ALTERNATIVE APPROACH FOR THE EFFICIENT DEEP LEARNING NEURAL NETWORKS.....	67
A.M. Makarov, A.S. Ermakov INTRODUCTION TO MELLIN OPERATOR THEORY AND SOME OF ITS APPLICATIONS IN SIGNAL PROCESSING.....	76
E.S. Podoplelova, I.I. Knyazev MODIFICATION OF THE FMEA METHOD USING MACHINE LEARNING ALGORITHMS.....	89
K.O. Sever, D.A. Guzhva, I.I. Turulin RECURSIVE SEPARABLE 2D DIGITAL FILTER FOR INCREASING THE SHARPNESS OF RGB IMAGES.....	95
Kh.B. Shtanchaev STATISTICAL AND MACHINE METHODS FOR AUTOMATICALLY EXTRACTING CAUSAL RELATIONSHIPS FROM TEXT (REVIEW).....	105

SECTION II. DATA ANALYSIS AND MODELING

O.V. Belousova SURFACE LAYER ELECTRICITY RESEARCH: MODELING AND EXPERIMENT.....	115
S.I. Klevtsov USING THE NORMALIZED RANGE METHOD TO ASSESS THE IDENTITY OF TEST CYCLES.....	126
V.A. Kostyukov, M.Y. Butenko, V.G. Gistsov, I.D. Evdokimov INVESTIGATION OF A DISTRIBUTED SYSTEM OF CHARGING STATIONS FOR THE POWER SUPPLY OF A GROUP OF MULTICOPTER-TYPE UAVS.....	138
I.I. Levin, D.A. Sorokin, A.V. Kasarkin THE ARCHITECTURE OF FUNCTIONAL DEVICES OF THE DIGITAL PHOTONIC COMPUTER.....	151
V.T. Lobach, A.N. Bakumenko INTENSITY OF REFLECTED SIGNAL VOLTAGE FLUCTUATIONS AT SMALL IRREGULARITIES OF THE REFLECTING SEA SURFACE.....	163

A.A. Maryev, Z.A. Ponimash	
METHOD AND ALGORITHM FOR SIGNAL SIMULATION IN LOCATION AND WIRELESS COMMUNICATIONS SYSTEMS WITH MOVING GEOMETRY	179
A.M. Pilipenko, I.V. Bondarenko	
MODELING AND PARAMETERS OPTIMIZATION OF A PHASE-LOCKED LOOP SYSTEM WITH CONSIDERATION OF THE LOOP FILTER ORDER	191
A.V. Proskuryakov	
ANALYSIS OF APPROACHES TO THE DESIGN AND IMPLEMENTATION OF MEDICAL INFORMATION SYSTEMS BASED ON THE CONCEPT OF A CYBER-PHYSICAL SYSTEM FOR SOLVING PROBLEMS OF VERIFYING THE STATE OF FRAGMENTS OF MEDICAL BIOLOGICAL OBJECTS.....	200
V.D. Salmanov	
MODELING OF THE MEMPOOL SIZE CHANGE BASED ON THE MONTE CARLO METHOD UNDER CONDITIONS OF INCOMPLETE INITIAL INFORMATION.....	212
M.A. Strizhko	
MODIFICATION OF THE M. J. BECKMAN'S VEHICLE DELAY MODEL FOR INTERCONNECTED INTERSECTIONS IN A MEGALOPOLIS.....	222
SECTION III. ELECTRONICS, INSTRUMENTATION AND RADIO ENGINEERING	
S.S. Vereshchagina	
METHODOLOGICAL BASES OF ASSESSMENT IN DIAGNOSING THE TECHNICAL CONDITION OF ELECTRICAL EQUIPMENT	231
N.K. Poluyanovich, M.N. Dubyago	
ASSESSMENT OF DESTRUCTION OF POLYMER ELECTRICAL INSULATING MATERIAL DUE TO PARTIAL DISCHARGES AND RADICALCHAIN FRACTURE MECHANISMS.....	244
A.I. Semenikhin, A.V. Klimov, A.N. Savitskiy	
ANISOTROPIC IMPEDANCE CYLINDRICAL METASURFACE FOR SELF-ADAPTIVE CANCELLATION OF SCATTERING WAVES WITH ANY POLARIZATION.....	259
K.A. Sinanyan, Yu.V. Yukhanov, I.V. Il'in, I.V. Merglodov	
DETECTION OF STEALTH OBJECTS IN AN ANECHOIC CHAMBER	268
S.A. Shelkopyasov	
ALGORITHM FOR GENERATING AN EXTENDED DIRECTIVITY PATTERN OF A PHASED ARRAY ANTENNA	277

Раздел I. Алгоритмы обработки информации

УДК 004.896:681.5

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-8-24

Д.О. Бросалин, Б.В. Гуренко, М.Ю. Медведев

ИНТЕГРАЦИЯ ЛОКАЛЬНОГО И ГЛОБАЛЬНОГО ПЛАНИРОВЩИКОВ В СИСТЕМУ УПРАВЛЕНИЯ МОБИЛЬНЫМ РОБОТОМ*

Исследуется проблема интеграции методов локального и глобального планирования движения в системе управления роботом. Современный уровень технологического развития позволяет мобильным роботам не только следовать заранее заданным координатам, но и независимо от оператора принимать решения в реальном времени, реагируя на изменения в окружающей обстановке. Однако, динамическая природа окружающего пространства и ограничения по времени планирования пути, а также высокие скорости мобильных роботов, усложняют задачи, решаемые алгоритмами планирования. В данной работе рассмотрены некоторые методы планирования движения, основанные на клеточной декомпозиции (такие как A^ , D^* и Wavefront) и процедурах случайного поиска на графах (такие как быстро растущие случайные деревья RRT и вероятностные дорожные карты PRM), интегрированные с алгоритмом предсказания траектории движения (DWA). Проведены исследование особенностей работы каждого из перечисленных алгоритмов, а также серия численных и натуральных экспериментов по анализу влияния топологии карты на время выполнения и использование памяти алгоритмами планирования. Исследовано влияние скорости работы локального и глобального планирования при различных конфигурациях внешней среды. Для подтверждения эффективности исследуемых алгоритмов планирования пути в реальных условиях создано программное обеспечение для мобильного робота на базе колесного шасси. В статье приведены структурные и функциональные схемы взаимодействия реализованных модулей планирования и управления движением мобильного робота и окружающей среды. Также представлена математическая модель колесной платформы, для которой, на основе рассмотренных методов, разработаны алгоритмы планирования движения. В данной работе проведена оценка количественных показателей, включая время расчета алгоритма планирования движения и объем используемой алгоритмами памяти при различных картах среды. Рассмотрены как среда с произвольно расположенными препятствиями, так и различные виды лабиринтов. Также описана реализация разработанных алгоритмов в среде ROS-2. Показано, что реализованная система обеспечивает управление и планирование движения мобильного робота в реальном времени.*

Поиск пути; планирование движением; DWA A^ ; D^* ; Wave Front; PRM; ROS2.*

D.O. Brosalin, B.V. Gurenko, M.Y. Medvedev

INTEGRATION OF LOCAL AND GLOBAL SCHEDULER INTO A MOBILE ROBOT CONTROL SYSTEM

This paper investigates the problem of integrating local and global motion planning methods in a robot control system. The current level of technological development allows mobile robots not only to follow predetermined coordinates, but also to make real-time decisions independently of the operator, reacting to changes in the environment. However, the dynamic nature of the envi-

* Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда №22-29-00533, <https://rscf.ru/project/22-29-00533/>, выполняемого в АО "НКБ РИСУ", г. Таганрог, Ростовская обл.

ronment and the constraints on planning time, as well as the high speeds of mobile robots, complicate the problems solved by planning algorithms. In this paper, some motion planning methods based on cellular decomposition (such as A^* , D^* and Wavefront) and random search procedures on graphs (such as fast growing random RRT trees and probabilistic roadmaps PRM) integrated with a motion trajectory prediction algorithm (DWA) are reviewed. A study of the performance characteristics of each of the above algorithms has been conducted, as well as a series of numerical and in-situ experiments to analyze the effect of map topology on the execution time and memory usage of the algorithms. The effect of the speed of local and global planning under different configurations of the external environment was investigated. To confirm the effectiveness of the investigated algorithms in real conditions, software for a mobile robot based on a wheeled chassis has been created. The paper presents structural and functional schemes of interaction between the implemented modules of planning and motion control of the mobile robot and the environment. It also presents a mathematical model of a wheeled platform, for which, based on the considered methods, motion planning algorithms are developed. In this paper, quantitative measures including the computation time of the motion planning algorithm and the amount of memory used by the algorithms under different environment maps are evaluated. Both environments with randomly placed obstacles and different types of mazes are considered. The implementation of the developed algorithms in the ROS-2 environment is also described. It is shown that the implemented system provides real-time control and motion planning of the mobile robot.

Pathfinding; motion planning; DWA A^ ; D^* ; Wave Front; PRM; ROS2.*

Введение. В современном контексте развития робототехники, значительный интерес уделяется реализации роботов, способных эффективно функционировать в динамичных средах, адаптируясь к переменным условиям окружающего пространства. Одним из ключевых факторов, определяющих успешное функционирование мобильных роботов, является структура и функциональная схема, которые обеспечивают оптимальное взаимодействие между различными алгоритмами планирования и контроллером предсказания траектории движения.

В данной статье проводится исследование методов, основанных на клеточной декомпозиции и случайном поиске на графах. Также осуществляется интеграция рассмотренных алгоритмов с алгоритмом динамического окна (DWA), для создания комплексной системы управления роботом. Рациональное проектирование структуры и функциональной схемы является фундаментом для эффективного внедрения разработанных алгоритмов в реальных условиях и обеспечивает достижение оптимальных результатов в различных сценариях функционирования робототехнических систем.

В данной работе исследуются некоторые алгоритмы планирования, рассмотренные в обзоре [4]. Среди методов, базирующихся на клеточной декомпозиции, исследованы A^* [5, 6], D^* [7] и волновой алгоритм Wavefront [8]. Также исследованы алгоритмы, базирующиеся на быстрорастущих случайных деревьях [1, 9, 11] и вероятностных дорожных картах [10].

В данной работе поставлена задача разработать программное обеспечение, реализующее данные алгоритмы, и исследовать их эффективность, используя симулятор и натурные испытания.

Разработка структуры и функциональной схемы мобильного робота. Общая структурная схема рассматриваемого мобильного робототехнического комплекса колесного типа представлена на рис. 1.

Следует отметить, что на рис. 1 отсутствует модуль комплексирования данных системы навигации и системы технического зрения, которые являются частью сенсорного уровня. Этот факт обусловлен наличием встроенных вычислительных устройств, которые находятся в самих сенсорах [2, 3] и реализуют интеллектуальную обработку данных. Алгоритмы планирования движения выполняются в блоке планирования, который реализован на процессорном модуле Jetson Nano. Управление движением мобильного робота реализуется посредством регуляторов ис-

полнительных механизмами, которые относятся к нижнему уровню системы управления. Данный уровень включает в себя микроконтроллерные устройства и датчики вращения колес.

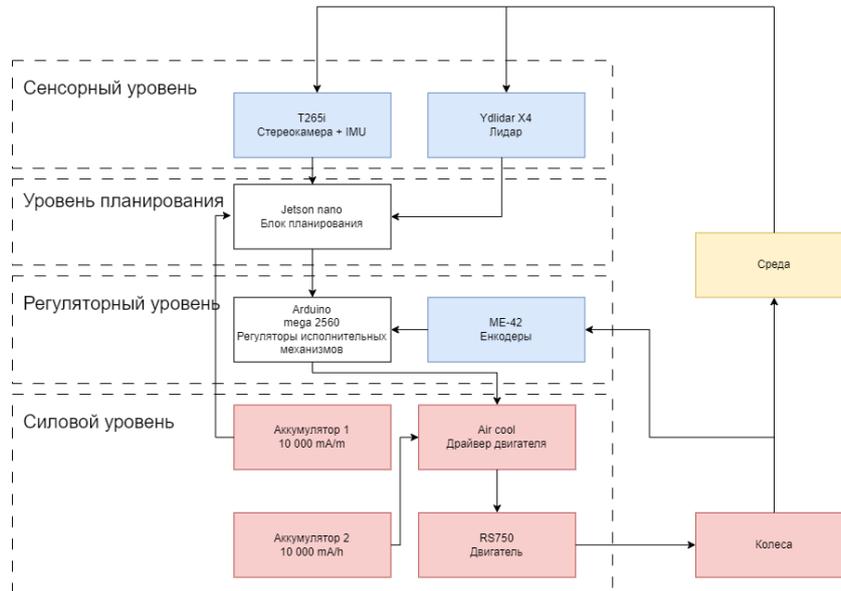


Рис. 1. Структурная схема робота

Функциональная схема программных модулей робототехнического комплекса представлена на рис. 2.

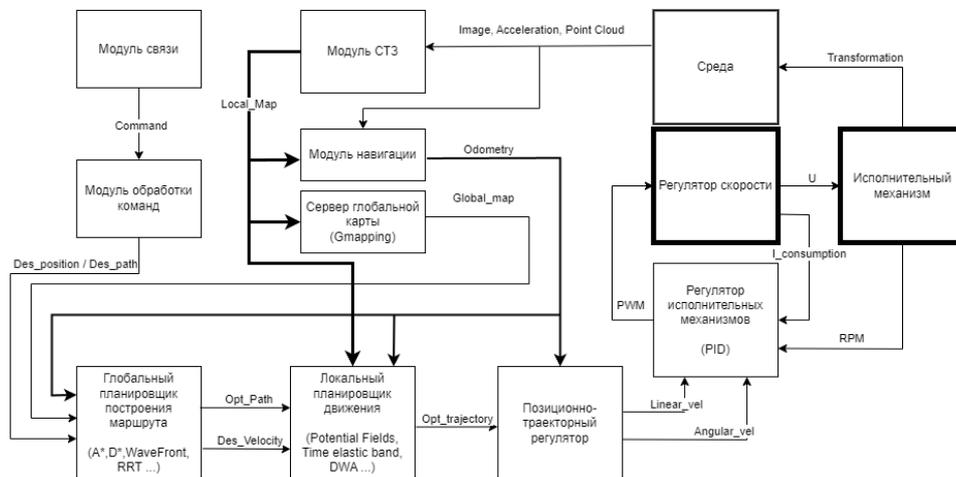


Рис. 2. Функциональная схема программных модулей робота

Схема, представленная на рис. 2, дает представление об иерархии и взаимодействии программных модулей системы управления. В схеме используется позиционно-траекторный регулятор [13, 15, 16], обеспечивает движение робота по траектории, которую выдал локальный планировщик движения.

Математическая модель мобильного робота. Модуль позиционно-траекторного регулятора базируется на многосвязной нелинейной модели кинематики и динамики мобильного робота [15, 16]. В этой связи рассмотрим соответствующие кинематическую и динамическую модель мобильного робота.

В качестве мобильной платформы рассматривается четырехколесный мобильный робот. Особенностью данного робота является то, что оси его колес не поворачиваются. Следовательно, управление направлением его перемещения реализуется с помощью изменения скорости вращения колес относительно друг друга. Для анализа модели подвижного объекта введем неподвижную систему координат OXY и связанную систему координат с объектом Oxy , как показано на рис. 3.

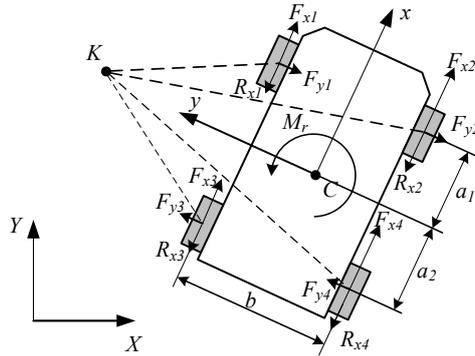


Рис. 3. Модель автономного мобильного робота

В неподвижной системе координат для линейных скоростей подвижного объекта можно записать

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{Y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x} \cos(\phi) - \dot{y} \sin(\phi) \\ \dot{x} \sin(\phi) + \dot{y} \cos(\phi) \end{bmatrix} = R(\phi) \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где ϕ - угол ориентации подвижного объекта относительно оси Ox ; (x, y) - координаты робота в связанной системе; (X, Y) - координаты робота в неподвижной системе; $R(\phi)$ - матрица кинематики.

Дифференцируя (1) получим

$$\begin{bmatrix} \ddot{X} \\ \ddot{Y} \end{bmatrix} = R(\phi) \begin{bmatrix} \ddot{x} - \dot{y}\dot{\phi} \\ \ddot{y} + \dot{x}\dot{\phi} \end{bmatrix} = R(\phi) \begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

В каждый момент времени робот совершает движение вокруг точки C , которая является центром вращения и в которой линейные скорости равны нулю относительно системы координат Oxy . Ее координаты могут быть найдены по формуле

$$\begin{bmatrix} x_K \\ y_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{y}/\dot{\phi} \\ \dot{x}/\dot{\phi} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Продольные и поперечные компоненты скоростей колес могут быть найдены по формулам

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \dot{x}_4 = \dot{x} - 0.5b\dot{\phi}, \\ \dot{x}_2 &= \dot{x}_3 = \dot{x} + 0.5b\dot{\phi}, \\ \dot{y}_1 &= \dot{y}_2 = \dot{y} + a_1\dot{\phi}, \\ \dot{y}_3 &= \dot{y}_4 = \dot{y} - a_2\dot{\phi}. \end{aligned} \quad (4)$$

где b – ширина платформы подвижного объекта; a_1, a_2 – расстояние от центра масс до оси, соединяющей переднюю и заднюю пары колес соответственно.

Допустим, что скорости вращения колес каждого борта синхронизированы тогда уравнения движения подвижного объекта можно представить в виде

$$\begin{aligned} m\ddot{x} &= (F_{x1} + F_{x2}) + (F_{x3} + F_{x4}) - R_x, \\ m\ddot{y} &= -F_y, \\ J_z\ddot{\phi} &= b((F_{x1} + F_{x2}) - (F_{x3} + F_{x4})) - M_r. \end{aligned} \quad (5)$$

где m – масса подвижного объекта;

J_z – момент инерции подвижного объекта;

$F_{x1}, F_{x2}, F_{x3}, F_{x4}$ – продольная составляющая сил тяги;

F_y – равнодействующая поперечной составляющей сил тяги;

R_x – равнодействующая продольных сил сопротивления;

M_r – момент сопротивления.

Выражение для равнодействующей продольных сил сопротивления имеет вид

$$R_x = \sum_{i=1}^4 R_{xi} = \eta \frac{mg}{2} (\operatorname{sgn}(\dot{x}_1) + \operatorname{sgn}(\dot{x}_2)), \quad (6)$$

где η – коэффициент трения качения.

Выражение для равнодействующей поперечной составляющей сил тяги имеет вид

$$F_y = \sum_{i=1}^4 F_{yi} = \mu \frac{mg}{a_1 + a_2} (a_2 \operatorname{sgn}(\dot{y}_1) + a_1 \operatorname{sgn}(\dot{y}_3)), \quad (7)$$

где μ – коэффициент трения скольжения.

Выражение для момента сопротивления имеет вид

$$M_r = \mu \frac{a_1 a_2 mg}{a_1 + a_2} (\operatorname{sgn}(\dot{y}_1) - \operatorname{sgn}(\dot{y}_3)) + \eta \frac{bmg}{4} (\operatorname{sgn}(\dot{x}_2) - \operatorname{sgn}(\dot{x}_1)). \quad (8)$$

В общем виде модель динамики подвижного объекта с вектором состояния $q=(X, Y, \phi)$ в системе координат ОХУ имеет вид

$$M\ddot{q} + c(q, \dot{q}) = E(q)\tau, \quad (9)$$

$$M = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & J_z \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$c(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} R_x \cos(\phi) - F_y \sin(\phi) \\ R_x \sin(\phi) + F_y \cos(\phi) \\ M_r \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$E(q) = \begin{bmatrix} \cos(\phi)/r & \cos(\phi)/r \\ \sin(\phi)/r & \sin(\phi)/r \\ 0.5b/r & -0.5b/r \end{bmatrix}, \quad (12)$$

(r – радиус колеса),

$$\tau_j = 2rF_{xj} (j = 1, 2). \quad (13)$$

Пусть $x_1 = X, x_2 = \dot{X}, x_3 = Y, x_4 = \dot{Y}, x_5 = \phi, x_6 = \dot{\phi}$, тогда полная модель ПО [2] в переменных состояния будет иметь вид:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{m}(F_y \sin x_5 - R_x \cos x_5 + 2F_{x1} \cos x_5 + 2F_{x2} \cos x_5); \\ \dot{x}_3 &= x_4; \\ \dot{x}_4 &= \frac{1}{m}(-F_y \cos x_5 - R_x \sin x_5 + 2F_{x1} \sin x_5 + 2F_{x2} \sin x_5); \dot{x}_5 = x_6; \\ \dot{x}_6 &= \frac{1}{J_z}(-M_r + 0.5bF_{x1} - 0.5bF_{x2}), \end{aligned} \quad (14)$$

$$F_y = \mu \frac{mg}{a_1+a_2} (a_1 \operatorname{sgn}(x_4 + a_1x_6) + a_2 \operatorname{sgn}(x_4 - a_2x_6)), \quad (15)$$

$$R_x = \eta \frac{mg}{2} (\operatorname{sgn}(x_2) - 0.5bx_6) + \operatorname{sgn}(x_2 + 0.5bx_6), \quad (16)$$

$$M_r = \mu \frac{a_1a_2mg}{a_1+a_2} (\operatorname{sgn}(x_4 + a_1x_6) - \operatorname{sgn}(x_4 - a_2x_6)) + \eta \frac{bmg}{4} (\operatorname{sgn}(x_2 + 0.5bx_6) - \operatorname{sgn}(x_2 - 0.5bx_6)). \quad (17)$$

Алгоритмы управления исполнительными механизмами. Траектория реализуется посредством изменения линейной и угловой скорости во времени. Связь между желаемой линейной скоростью и угловой скоростью каждого колеса определяется уравнениями кинематики, которые для рассматриваемого мобильного робота имеют вид:

$$w_{fl} = \frac{v - \frac{w*L}{2}}{R}; w_{fr} = \frac{v + \frac{w*L}{2}}{R}; w_{rl} = \frac{v - \frac{w*L}{2}}{R}; w_{rr} = \frac{v + \frac{w*L}{2}}{R}; \quad (18)$$

где $w_{fl}, w_{fr}, w_{rl}, w_{rr}$ это угловые скорости каждого колеса (переднего левого, переднего правого, заднего левого, заднего правого);

w – угловая скорость робота;

v – линейная скорость робота.

Управление угловыми и линейными скоростями реализуется посредством ПИД-регуляторов, структура которых представлена на рис. 4.

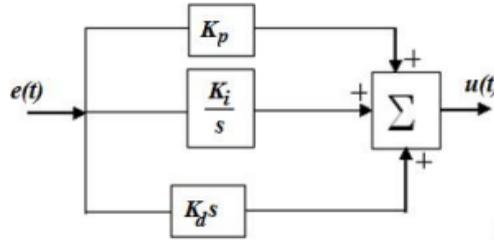


Рис. 4. Структура ПИД-регулятора

На рис. 4 $e(t)$ – ошибка управления; $u(t)$ – выходной управляющий сигнал.

Система управления мобильного робота включает ПИД-регуляторы скоростей вращения колес.

Регулятор линейной скорости движения мобильного робота описывается следующими выражениями:

$$e(t) = V_{desired} - V_{current}; \quad (19)$$

$$u(t) = K_p * e(t) + K_i \int e(t)dt + K_d * \frac{de(t)}{dt}, \quad (20)$$

здесь $e(t)$ – ошибка; $u(t)$ – управление; $V_{current}$ – текущая скорость робота; $V_{desired}$ – желаемая скорость робота; K_p, K_i, K_d – коэффициенты регулятора.

Аналогичный закон управления также применен к управлению угловыми скоростями для каждого колеса.

$$w_{wheel_current} = \frac{(\frac{i}{i_{circle}} * R * \pi * 2)}{dt}, \quad (21)$$

где $w_{wheel_current}$ – текущая угловая скорость колеса; i – количество сработанных прерываний контроллера в зависимости от положения энкодера; i_{circle} – количество полюсов энкодера; R – радиус колеса.

Локальный планировщик движения. В ходе движения робота по заранее известной карте и уже спланированным маршрутом может появиться некартографированное препятствие. В такой ситуации нецелесообразно пересчитывать всю траекторию движения, достаточно использовать локальный планировщик для обхода препятствий.

В данной работе для решения задачи обхода препятствий используется алгоритм, базирующийся на методе динамического окна – (Dynamic Window Approach), который представлен на рис. 5.

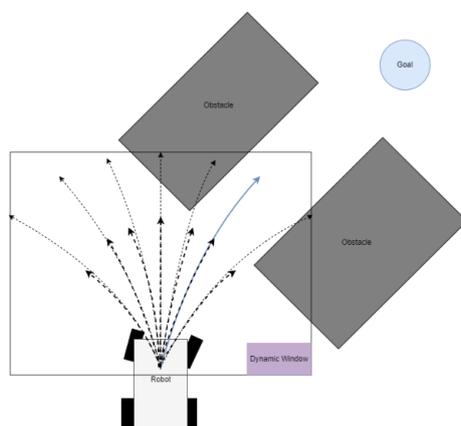


Рис. 5. Метод динамического окна (DWA)

На вход алгоритма подаются текущие координаты робота (скорости, ускорения, позиция) и целевая позиция. Метод генерирует возможные куски траектории при переборе ряда линейных и угловых скоростей, которые достижимы в ближайший момент времени. Эти траектории имеют определенные веса, отвечающие за желаемую скорость, угол ориентации робота к цели, пересечение с препятствиями. Недостатком алгоритма динамического окна является проблема локальных минимумов. Для устранения локальных минимумов используется процедура их детектирования. В случае обнаружения локального минимума запускается перепланирование глобального маршрута. Используются следующие условия попадания в локальный минимум: расстояние до цели больше заданной величины, а текущая линейная скорость равна 0 в течении некоторого времени.

Робот может достичь нулевой скорости при следующих ситуациях:

- ◆ Робот попал локального минимума.
- ◆ Робот достиг цели.
- ◆ Выполняется разворот на месте (если кинематика платформы позволяет).

Алгоритм динамического окна описывается следующим выражением:

$$\begin{aligned} f_{int} &= 1; \\ f_{vel} &= 0.3; \\ f_{dir} &= 0.5; \end{aligned}$$

$$\text{Trajectory}_{idx} = \min(F_{intersection} * f_{int} + F_{velocity} * f_{vel} + F_{direction} * f_{dir}). \quad (22)$$

Для увеличения плавности движения робота также добавляют коэффициент переключения с одной траектории на другую, чтобы не было резких скачков между максимальным и минимальными значениями скоростей в заданном диапазоне.

Коэффициенты f_{int} , f_{vel} и f_{dir} в (22) подбираются экспериментально.

При увеличении коэффициента f_{dir} , отвечающего за угол направления движения увеличивается шанс попадания в локальный минимум. При этом, если уменьшить этот коэффициент, то алгоритм обретает некую свободу и способен преодолевать препятствия более эффективно.

При увеличении коэффициента f_{vel} , отвечающего за скорость движения, увеличивается качество поддержания крейсерской скорости.

При увеличении коэффициента f_{int} , отвечающего за отдаление от препятствий, робот планирует траекторию на большем расстоянии от препятствий.

Применение метода динамического окна вместе с глобальным алгоритмом планирования позволяет проходить сложные участки карты.

Указанные выше весовые коэффициенты могут изменяться динамически, в следующих ситуациях:

- ◆ Если есть пересечение с препятствием.
- ◆ Если линейная скорость меньше заданной.
- ◆ Если угол к целевой точке достаточно велик.

Модуль планирования не выдает никаких траекторий движения, если выполняется хотя-бы одно из перечисленных ниже условий:

- ◆ Не работает сервер с готовой картой.
- ◆ Не работает модуль одометрии от робота.
- ◆ Обновление одометрии происходит довольно редко.
- ◆ Препятствие находится в критичной зоне для робота.

Глобальный планировщик движения. В данной работе исследуются следующие глобальные алгоритмы планирования траекторий движения: A^* , D^* , Wavefront, PRM, RRT.

Алгоритм A^* является информированным алгоритмом поиска пути, который используется для поиска кратчайшего пути от начальной до конечной точки на графе. Он использует комбинацию оценок стоимости, чтобы эффективно выбирать следующий узел для исследования. Формула A^* :

$$f(n) = g(n) + h(n). \quad (23)$$

где $f(n)$ – полная оценка стоимости прохождения через узел n ; $g(n)$ – стоимость пути от начальной вершины до узла n ; $h(n)$ – эвристическая оценка стоимости от узла n до целевого узла.

Сложность алгоритма оценивается следующим образом. В худшем случае: $O(b^d)$, где b – максимальное количество возможных действий, d – глубина решения. В среднем: $O(b^{(d/2)})$.

Алгоритм D^* – это алгоритм поиска пути, который представляет собой улучшенную версию алгоритма Dijkstra. Он использует информацию об изменениях в графе для более эффективного пересчета пути от начальной до конечной точки. Он также обеспечивает динамическое обновление пути при изменениях в графе. Сложность алгоритма в худшем случае оценивается как $O(|E| + |V|\log|V|)$, где $|E|$ – количество ребер, $|V|$ – количество вершин.

Алгоритм волнового фронта Wavefront является методом планирования движения в дискретной среде. Он начинает волну с выделения начальной точки и распространяет волны по карте, чтобы найти оптимальный путь к целевой точке. Данный алгоритм обычно используется в статических и малоразмерных средах. Сложность волнового алгоритма оценивается в худшем случае как $O(n^2)$, где n – количество ячеек на карте.

Алгоритм вероятностной дорожной карты PRM (Probabilistic Roadmap) – это вероятностный алгоритм планирования движения, который строит граф путей, основанный на случайно сгенерированных точках в пространстве состояний робота. Он используется для поиска путей в сложных и многомерных пространствах. Сложность алгоритма определяется в худшем случае как $O(n^2 * \log n)$, где n – количество сгенерированных точек.

Алгоритм быстро растущих случайных деревьев RRT (Rapidly-exploring Random Tree) – это алгоритм планирования движения, который строит дерево путей, добавляя случайные узлы и расширяясь в направлении этих узлов. Он используется для эффективного планирования путей в пространствах большой размерности, где структура окружения неизвестна заранее. Сложность алгоритма определяется в худшем случае как $O(n^2)$, где n – количество узлов в дереве.

Приведенные оценки сложности алгоритмов характеризуют худшие ситуации для планирования. На практике, при благоприятных входных данных, сложность перечисленных алгоритмов может быть меньше. Благоприятные данные могут способствовать более раннему достижению целевой точки ввиду принципа их работы.

Программное обеспечение управления и планирования перемещения мобильного робота. Перенос разработанных методов и алгоритмов из программной среды matlab в c++ или python. Среди многих фреймворков для робототехнических комплексов, был выбран ROS2 для реализации программных модулей [14]. Выбран данный фреймворк т.к. он имеет встроенный функционал по отображению и сбору данных. Так же при использовании Middleware DDS Cyclone, фреймворк позволяет создавать группы роботов, общающихся в одной сети. Такой подход может означать добавления в контур управления модуль сервера траекторий для обмена данными о планировании между участниками.

Концепция ROS2 предполагает, что каждая программа – это узел (node), который общается с другими узлами посредством тем (topic) как показано на рис. 6. У каждой темы существует свой формат сообщений. В частности, для работы с линейной алгеброй в Python используется numpy, а для C++ используется Eigen.

Существует две концепции обмена данными в ROS2:

- ◆ Подписчик, публикатор.
- ◆ Сервис, клиент.

Для более надежной архитектуры системы управления, используется микро сервисная архитектура, где каждый узел, решает отдельную задачу. В случае отказа одного из них, вся система продолжит работу. Отказавшие модули будут перезапущены.

Из рис. 6 видно, что модуль глобального планировщика (global_planner) выполняет следующие функции:

- ◆ Получает информацию из тем карты (/map), позиции робота(/robot_0/pose) и целевой точки (/goal_pose).
- ◆ Отдает информацию о траектории (/robot_0/trajectory) в модуль локального планировщика(/unstable_planner_new).

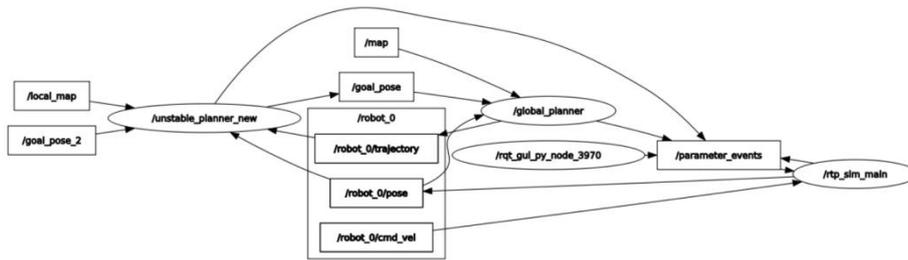


Рис. 6. Взаимодействие программных узлов в среде ROS2. (в прямоугольниках обозначены названия топиков, в овалах обозначены названия узлов)

Виртуальная среда для тестирования системы управления и планирования мобильного робота. Для простоты реализации карты в виртуальной среде выбран формат Occupancy Grid (Сетка занятости), который представлен на рис. 7. Данный формат имеет несколько основных полей, представленных в табл. 1, также данный формат использует фреймворк ROS2.

Таблица 1

Настройки Occupancy Grid

Характеристика	Значение
Длина карты	Ко-во ячеек в длину
Ширина карты	Ко-во ячеек в ширину
Разрешение ячейки	Размер ячейки (м)
Точка отсчета карты	Координаты (x,y,z)

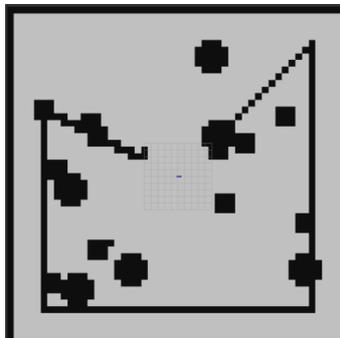


Рис. 7. Карта занятости (Occupancy Grid) в Rviz2

Цвет ячейки означает вероятность существования в ней препятствия. Чем темнее зона, тем больше вероятность того, что в ней находится препятствие. В случае, представленном на рис. 7, веса были бинаризованы до двух пороговых значений (0-100).

В качестве сложной среды был выбран лабиринт. Существует множество реализаций к походу создания лабиринта. В первую очередь лабиринты распределяются по размерности:

- ◆ 2D;
- ◆ 3D;
- ◆ размерности более высокого порядка (предусматривают искажения либо порталы в определенных точках маршрута).

Также лабиринты можно классифицировать по гипер-размерности. Этот параметр отвечает за размер непосредственного перемещающегося по лабиринту объекта. Обычно все лабиринты – это не гиперлабиринты, т.е. по ним перемещается определенная точка, а след движения образует линию маршрута. В гиперлабиринтах объект обладает дополнительными свойствами, и обычно данный подход реализуется в лабиринтах с большой размерностью пространства (например, 3D). Так же у лабиринта есть такая характеристика как тесселяция, которая отвечает за геометрию ячеек.

Тесселяция бывает: Ортогональной; Дельта; Сигма; Тетра; Ипсилон; Дзета; Омега; Скак; Фрактальной.

Так же немало важным параметром генерации лабиринта является маршрутизация. Данный параметр влияет на геометрию проходов в зависимости от тесселяции. Маршрутизация бывает следующих типов.

Лабиринт с идеальной маршрутизацией – лабиринт без петель или замкнутых цепей и без недостижимых областей. Также он называется лабиринтом с одиночным соединением. Из каждой точки существует ровно один путь к любой другой точке. Лабиринт имеет только одно решение. С точки зрения программирования такой лабиринт можно описать как дерево, связующее множество ячеек или вершин.

Лабиринт с плетеной маршрутизацией – это лабиринт, в котором нет тупиков. Также его называют лабиринтом с многократными соединениями. В таком лабиринте используются проходы, замыкающиеся и возвращающиеся друг к другу. Они заставляют тратить больше времени на ходьбу кругами вместо попадания в тупики.

Лабиринт с одно маршрутной маршрутизацией подразумевает лабиринт без развилок. Одно маршрутный лабиринт содержит один длинный извивающийся проход, который меняет направление на всём протяжении лабиринта. Сложность возникает только при случайном развороте в обратное направление.

Лабиринт с разреженной маршрутизацией – это лабиринт, в котором не прокладываются проходы через каждую ячейку, то есть некоторые из них не создаются. Это подразумевает наличие недостижимых областей, то есть он в некотором смысле противоположен плетёному лабиринту. Похожую концепцию можно применить и при добавлении стен, благодаря чему можно получить неравномерный лабиринт с широкими проходами и комнатами.

Лабиринт с частично плетеной маршрутизацией – это смешанный лабиринт, в котором есть и петли, и тупики. Слово «плетёный» можно использовать для количественной оценки, то есть «лабиринт с сильным плетением» – это лабиринт со множеством петель или убранных стен, а в «лабиринте со слабым плетением» их всего несколько.

В качестве простоты реализации были взяты лабиринты, которые представлены на рис. 8, со следующими характеристиками, представленными в табл. 2 и 3.

Таблица 2

Параметры лабиринта А

Характеристика	Значение
Размерность	2D
Тесселяция	Ортогональная
Маршрутизация	одно маршрутная

Таблица 3

Параметры лабиринта Б

Характеристика	Значение
Размерность	2D
Тесселяция	Ортогональная
Маршрутизация	Идеальный

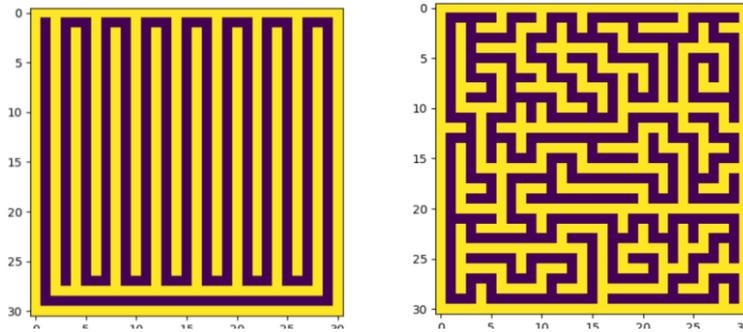


Рис. 8. Пример реализованных лабиринтов согласно табл. 2 и 3 (слева одномаршрутный А, справа идеальный Б)

Отладка и тестирование программного обеспечения мобильного робота в виртуальной среде и на мобильной платформе. Для проведения опытов использован робот WM4-1A, представленный на рис. 9. Данный робот был выбран, потому что его математическая модель совпадает с той, что реализована в симуляции.



Рис. 9. Платформа для испытаний

Для натурных испытаний использована карта среды, представленная на рис. 10. Данная карта получена на основе решения задачи SLAM в одном из помещений.

В табл. 4-6 представлены полученные оценки времени выполнения исследуемых алгоритмов локального планирования при разных конфигурациях среды. Следует отметить, что для улучшения полученных показателей по времени возможно применение следующих техник:

- ◆ Распараллеливание процессов для асинхронного вычисления и получения промежуточных результатов.
- ◆ Определение пересечений с препятствиями при помощи нейросетевых технологий по кластеризации набора облака точек.

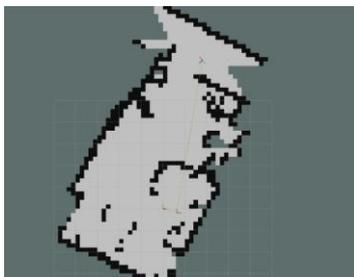


Рис. 10. Карта полученная от SLAM [50м,50м] с шагом 0.2 м

Таблица 4

**Эксперименты алгоритма планирования с использованием DWA
(прогнозирование 1с, диапазон скоростей: линейная [-0.5; 4] м/с,
угловая [-1,1] рад/с)**

Номер конфигурации алгоритма планирования	Шаг по скорости (м/с)	Шаг по угловой скорости (рад/с)	Время выполнения (с)
1	0.01	0.01	0.500
2	0.1	0.1	0.153
3	0.3	0.1	0.053
4	0.3	0.3	0.037
5	0.5	0.3	0.011

Таблица 5

**Эксперименты алгоритма планирования с использованием DWA
(прогнозирование 3с, диапазон скоростей: линейная [-0.5; 4], угловая [-1,1])**

Номер конфигурации алгоритма планирования	Шаг по скорости (м/с)	Шаг по угловой скорости (рад/с)	Время выполнения (с)
1	0.01	0.01	1.252
2	0.1	0.1	0.723
3	0.3	0.1	0.439
4	0.3	0.3	0.131
5	0.5	0.3	0.096

Таблица 6

**Эксперименты алгоритма планирования с использованием DWA
(прогнозирование 6с, диапазон скоростей: линейная [-0.5; 4], угловая [-1,1]).**

Номер конфигурации алгоритма планирования	Шаг по скорости (м/с)	Шаг по угловой скорости (рад/с)	Время выполнения (с)
1	0.01	0.01	1.852
2	0.1	0.1	1.323
3	0.3	0.1	0.651
4	0.3	0.3	0.234
5	0.5	0.3	0.142

В ходе проведения экспериментов в симуляторе с картой на рис. 10 были получены характеристики производительности исследованных алгоритмов планирования. Указанные данные позволяют провести сопоставление с результатами, которые были получены путем натуральных испытаний. Результаты исследования глобальных алгоритмов планирования в симуляторе и на натурном образце, представлены в табл. 7.

Из анализа данных табл. 7 следует, что время выполнения алгоритма планирования значительно зависит от плотности заполнения и формы препятствия. Алгоритм RRT, благодаря своей оптимальной загрузке памяти и высокой скорости планирования, подтверждает свою эффективность не только в качестве глобального планировщика, но и в роли модификации для локального планировщика.

Таблица 7

Эксперименты глобальных алгоритмов планирования при испытаниях в симуляторе и на натурном образце

Метод	Параметры	Натурный эксперимент (среднее значение из 20 запусков) [50;50] 0.2м	Эксперимент в симуляторе (среднее значение из 20 запусков) [50;50] 1м
A*	время	4.56754 с	0.463214253 с
	Объем памяти	85 200 b	49 916 b
D*	время	8.5953 с	0.5879719257354736
	объем памяти	561 036 b	271 036 b
Wave front	время	6.23589 с	1.45563898541
	объем памяти	88184 b	65184 b
PRM	Время	9.025176525115967	9.02517652511597
	объем памяти	74708 b	74708 b
RRT	Время	2.009567610	0.367093334007
	объем памяти	63525 b	66932 b

Чтобы обеспечить оперативную реакцию локального планировщика на изменения в глобальном пути, критически важно правильно настроить параметры алгоритма динамического окна, обеспечив при этом превосходство по времени по сравнению с результатами глобального планирования. Кроме того, выбор параметров локального планировщика должен учитывать временной запас для адекватной реакции при достижении максимальной скорости. В случае необходимости следует корректировать максимальную скорость таким образом, чтобы обеспечить достаточное время для прогнозирования и улучшения производительности локального планировщика.

Заключение. В данной работе проведено исследование гибридных алгоритмов планирования движения мобильного робота. В качестве глобального алгоритма использованы различные модификации A*, D*, волновой алгоритм, алгоритм быстрорастущих случайных деревьев и алгоритм вероятностных дорожных карт. Проведены исследования с использованием симулятора и натуральных экспериментов с колесным роботом.

Получены оценки быстродействия и объема используемой памяти для различных карт. Исходя из полученных оценок можно сделать вывод, что для повышения скорости расчета алгоритмов планирования необходимо также учитывать геометрию местности. Нельзя пренебрегать таким свойством, как демпфированная сложность, так как применение алгоритмов по назначению сможет дать на выходе максимальную производительность. Обработка и учет препятствий очень важны при

быстродействию. Так, например RRT должен проверять свое пересечение с другими препятствиями на карте. Возможно использование дополнительного свойства поиска ближайшего соседа или методы кластеризации [17–18] для упрощения геометрии препятствий и их обработки. Также стоит рассмотреть использование нейронных сетей для кластеризации препятствий в простые геометрические фигуры [19]. В качестве алгоритмов локального планирования стоит рассмотреть способность их выхода из локального оптимума или методы, которые изначально лишены данного недостатка, но при этом могут быть затратны по памяти и производительности [20].

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Hamdan N., Pshikhopov V., Medvedev M., Brosalin D., Vasileva M., Gurenko B.* Study of Path Planning Methods in Two-Dimensional Mapped Environments / In: Ronzhin, A., Sadigov, A., Meshcheryakov, R. (eds) Interactive Collaborative Robotics. ICR 2023 // Lecture Notes in Computer Science. Vol. 14214. – Springer, Cham, 2023. – https://doi.org/10.1007/978-3-031-43111-1_13.
2. *Lucet E., Grand C., Sallé D. and Bidaud P.* Dynamic yaw and velocity control of the 6WD skid-steering mobile robot RobuROC6 using sliding mode technique // 2009 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, St. Louis, MO, USA, 2009. – P. 4220-4225. – DOI: 10.1109/IROS.2009.5354373.
3. *Hausamann P., Sinnott C.B., Daumer M. et al.* Evaluation of the Intel RealSense T265 for tracking natural human head motion // Sci. Rep. – 2021. – 11. – 12486. – <https://doi.org/10.1038/s41598-021-91861-5>.
4. *Казakov К.А., Семенов В.А.* Обзор современных методов планирования пути // Тр. ИСП РАН. – 2016. – Т. 28 (4). – С. 241-294.
5. *Zhou R., Hansen E.A.* Memory-Bounded $\{A^*\}$ Graph Search // The Florida AI Research Society Conference – FLAIRS. – 2002. – P. 203-209.
6. *Hart P.E., Nilsson N.J., Raphael B.A.* Formal Basis for the Heuristic Determination of Minimum Cost Paths // IEEE Transactions on Systems Science and Cybernetics. – 1968. – Vol. 2. – P. 100-107.
7. *Stentz A.* Optimal and efficient path planning for partially known environments // In Intelligent Unmanned Ground Vehicles. – Springer, Boston, MA, USA, 1997. – P. 203-220.
8. *Murphy R.R.* Introduction to AI Robotics. – 1st ed. – MIT Press: Cambridge, MA, USA, 2000.
9. *LaValle S.M., Kuffner J.J.* Rapidly-exploring random trees: Progress and prospects // 2000 Workshop on the Algorithmic Foundations of Robotics. – 2000. – P. 293-308.
10. *Kavraki L.E., Svestka P., Latombe J.-C., Overmars M.H.* Probabilistic roadmaps for path planning in high-dimensional configuration spaces // IEEE Transactions on Robotics and Automation. – 1996. – Vol. 12 (4). – P. 566-580.
11. *Pshikhopov V., Medvedev M., Kostjukov V., Houssein F., Kadhim A.* Trajectory planning algorithms in two-dimensional environment with obstacles // Informatics and Automation. – 2022. – 21:3. – P. 459-492.
12. *Tianran Peng, Jun Qian, Bin Zi, Jiakui Liu, Xingwei Wang,* Mechanical Design and Control System of an Omni-directional Mobile Robot for Material Conveying // Procedia CIRP. – 2016. – Vol. 56. – P. 412-415. – ISSN 2212-8271. – <https://doi.org/10.1016/j.procir.2016.10.068>.
13. *Pshikhopov V.Kh. (Ed.), Beloglazov D., Finaev V., Guzik V., Kosenko E., Krukhmalev V., Medvedev M., Pereverzev V., Pyavchenko A., Saprykin R., Shapovalov I., Soloviev V.* Path Planning for Vehicles Operating in Uncertain 2D Environments. – Elsevier, Butterworth-Heinemann, 2017. – 312 p. – ISBN: 9780128123058.
14. *Macenski T. Foote, Gerkey B., Lalancette C. Woodall W.* Robot Operating System 2: Design, architecture, and uses in the wild // Science Robotics. – May 2022. – Vol. 7.
15. *Pshikhopov V.Kh., Medvedev M.Yu., Gaiduk A.R., Fedorenko R.V., Krukhmalev V.A., Gurenko B.V.* Position-Trajectory Control System for Unmanned Robotic Airship // IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline). – 2014. – P. 8953-8958.
16. *Pshikhopov V., Medvedev M.* Multi-Loop Adaptive Control of Mobile Objects in Solving Trajectory Tracking Tasks // Automation and Remote Control. – 2020. – Vol. 81 (11). – P. 2078-2093.

17. Bogoslavskiy I., & Stachniss C. Efficient Online Segmentation for Sparse 3D Laser Scans // PFG – Journal of Photogrammetry, Remote Sensing and Geoinformation Science. – 2017. – P. 1-12. – Retrieved from <https://link.springer.com/article/10.1007%2Fs41064-016-0003-y>.
18. Liu C, Xie S, Ma X, Huang Y, Sui X, Guo N, Yang F, Yang X. A Hierarchical Clustering Obstacle Detection Method Applied to RGB-D Cameras // Electronics. – 2023. – 12 (10). – 2316. – <https://doi.org/10.3390/electronics12102316>.
19. Kang D, Wong A, Lee B, Kim J. Real-Time Semantic Segmentation of 3D Point Cloud for Autonomous Driving // Electronics. – 2021. – 10 (16). – 1960. – <https://doi.org/10.3390/electronics10161960>.
20. Phalgun Chintala, Rolf Dornberger, and Thomas Hanne. Robotic Path Planning by Q Learning and a Performance Comparison with Classical Path Finding Algorithms // International Journal of Mechanical Engineering and Robotics Research. – June 2022. – Vol. 11, No. 6. – P. 373-378. – DOI: 10.18178/ijmerr.11.6.373-378.

REFERENCES

1. Hamdan N., Pshikhopov V., Medvedev M., Brosalin D., Vasileva M., Gurenko B. Study of Path Planning Methods in Two-Dimensional Mapped Environments / In: Ronzhin, A., Sadigov, A., Meshcheryakov, R. (eds) Interactive Collaborative Robotics. ICR 2023, *Lecture Notes in Computer Science*. Vol. 14214. Springer, Cham, 2023. Available at: https://doi.org/10.1007/978-3-031-43111-1_13.
2. Lucet E., Grand C., Sallé D. and Bidaud P. Dynamic yaw and velocity control of the 6WD skid-steering mobile robot RobuROC6 using sliding mode technique, *2009 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, St. Louis, MO, USA, 2009*, pp. 4220-4225. DOI: 10.1109/IROS.2009.5354373.
3. Hausamann P., Sinnott C.B., Daumer M. et al. Evaluation of the Intel RealSense T265 for tracking natural human head motion, *Sci. Rep.*, 2021, 11, 12486. Available at: <https://doi.org/10.1038/s41598-021-91861-5>.
4. Kazakov K.A., Semenov V.A. Obzor sovremennykh metodov planirovaniya puti [Review of modern path planning methods], *Trudy ISP RAN [Proceedings of ISP RAS]*, 2016, Vol. 28 (4), pp. 241-294.
5. Zhou R., Hansen E.A. Memory-Bounded {A*} Graph Search, *The Florida AI Research Society Conference – FLAIRS*, 2002, pp. 203-209.
6. Hart P.E., Nilsson N.J., Raphael B.A. Formal Basis for the Heuristic Determination of Minimum Cost Paths, *IEEE Transactions on Systems Science and Cybernetics*, 1968, Vol. 2, pp. 100-107.
7. Stentz A. Optimal and efficient path planning for partially known environments, *In Intelligent Unmanned Ground Vehicles*. Springer, Boston, MA, USA, 1997, pp. 203-220.
8. Murphy R.R. Introduction to AI Robotics. 1st ed. MIT Press: Cambridge, MA, USA, 2000.
9. LaValle S.M., Kuffner J.J. Rapidly-exploring random trees: Progress and prospects, *2000 Workshop on the Algorithmic Foundations of Robotics*, 2000, pp. 293-308.
10. Kavraki L.E., Svestka P., Latombe J.-C., Overmars M.H. Probabilistic roadmaps for path planning in high-dimensional configuration spaces, *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 1996, Vol. 12 (4), pp. 566-580.
11. Pshikhopov V., Medvedev M., Kostjukov V., Houssein F., Kadhim A. Trajectory planning algorithms in two-dimensional environment with obstacles, *Informatics and Automation*, 2022, 21:3, pp. 459-492.
12. Tianran Peng, Jun Qian, Bin Zi, Jiakui Liu, Xingwei Wang, Mechanical Design and Control System of an Omni-directional Mobile Robot for Material Conveying, *Procedia CIRP*, 2016, Vol. 56, pp. 412-415. ISSN 2212-8271. Available at: <https://doi.org/10.1016/j.procir.2016.10.068>.
13. Pshikhopov V.Kh. (Ed.), Beloglazov D., Finaev V., Guzik V., Kosenko E., Krukhmalev V., Medvedev M., Pereverzev V., Pyavchenko A., Saprykin R., Shapovalov I., Soloviev V. Path Planning for Vehicles Operating in Uncertain 2D Environments. Elsevier, Butterworth-Heinemann, 2017, 312 p. ISBN: 9780128123058.
14. Macenski T. Foote, Gerkey B., Lalancette C. Woodall W. Robot Operating System 2: Design, architecture, and uses in the wild, *Science Robotics*, May 2022, Vol. 7.

15. Pshikhopov V.Kh., Medvedev M.Yu., Gaiduk A.R., Fedorenko R.V., Krukhmalev V.A., Gurenko B.V. Position-Trajectory Control System for Unmanned Robotic Airship, *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)*, 2014, pp. 8953-8958.
16. Pshikhopov V., Medvedev M. Multi-Loop Adaptive Control of Mobile Objects in Solving Trajectory Tracking Tasks, *Automation and Remote Control*, 2020, Vol. 81 (11), pp. 2078-2093.
17. Bogoslavskiy I., & Stachniss C. Efficient Online Segmentation for Sparse 3D Laser Scans, *ISPRS – Journal of Photogrammetry, Remote Sensing and Geoinformation Science*, 2017, pp. 1-12. Retrieved from <https://link.springer.com/article/10.1007%2Fs41064-016-0003-y>.
18. Liu C, Xie S, Ma X, Huang Y, Sui X, Guo N, Yang F, Yang X. A Hierarchical Clustering Obstacle Detection Method Applied to RGB-D Cameras, *Electronics*, 2023, 12 (10), 2316. Available at: <https://doi.org/10.3390/electronics12102316>.
19. Kang D, Wong A, Lee B, Kim J. Real-Time Semantic Segmentation of 3D Point Cloud for Autonomous Driving, *Electronics*, 2021, 10 (16), 1960. Available at: <https://doi.org/10.3390/electronics10161960>.
20. Phalgun Chintala, Rolf Dornberger, and Thomas Hanne. Robotic Path Planning by Q Learning and a Performance Comparison with Classical Path Finding Algorithms, *International Journal of Mechanical Engineering and Robotics Research*, June 2022, Vol. 11, No. 6, pp. 373-378. DOI: 10.18178/ijmerr.11.6.373-378.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор В.В. Курейчик.

Бросалин Дмитрий Олегович – АО "НКБ РИСУ"; e-mail: ddimonxt@mail.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +79281615949; м.н.с.

Гуренко Борис Викторович – e-mail: boris.gurenko@gmail.com; тел.: +79281687212; к.т.н.; с.н.с.

Медведев Михаил Юрьевич – НИИ робототехники и процессов управления Южного федерального университета; e-mail: medvmihal@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 88634371694; д.т.н.; в.н.с.

Brosalin Dmitry Olegovich – Joint stock Company «Scientific-Design bureau of Robotics and Control Systems»; e-mail: ddimonxt@mail.ru; Taganrog, Russia; phone: +79281615949; junior researcher.

Gurenko Boris Viktorovich – e-mail: boris.gurenko@gmail.com; phone: +79281687212; cand. of eng. sc.; senior researcher.

Medvedev Mikhail Yuryevich – Research Institute of Robotics and Control Processes, Southern Federal University; e-mail: medvmihal@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634371694; dr. of eng. sc.; leading researcher.

УДК 519.712.2

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-24-34

Л.А. Гладков, Н.В. Гладкова

АЛГОРИТМ СИНТЕЗА КОМБИНАЦИОННЫХ ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ НА ОСНОВЕ ЭВОЛЮЦИОННОГО ПОДХОДА

Появление новых технологий изготовления компонентов цифровых электронных устройств привело к необходимости повышения эффективности методов автоматизированного проектирования. Увеличение требований к элементам вызывает рост размерности решаемых задач. Для решения задач, которые ранее невозможно было автоматизировать разрабатываются новые методы и программные приложения. Перед специалистами стоит задача разработки фундаментальных принципов построения систем проектирования нового поколения. Разработка устройств обладающих такими характеристиками как: надежность, живучесть, автоматическое устранение повреждений, является актуальной задачей. В данной работе предлагается подход к решению задачи синтеза комбинационных

схем на основе использования методов эволюционного проектирования. Под эволюционным проектированием технической системы понимается целенаправленное использование компьютерных моделей эволюции на всех стадиях разработки системы. Целью является обеспечение возможности проектирования в полностью автоматическом режиме. Основная идея самореконфигурируемых аппаратных систем состоит в том, чтобы вместо аппаратных систем общего назначения использовать системы, которые могут адаптироваться под специфику выполняемого программного обеспечения. Синтез программируемой схемы строится по принципу «восходящего» проектирования – от низшего к высшему уровню. Это позволяет конфигурировать аппаратную часть индивидуально, посредством программирования логических элементов. Для реализации данной задачи используют эволюционные алгоритмы. Логические функции могут быть описаны комбинационными схемами. Одним из достоинств комбинационных схем является их высокое быстродействие. Задача состоит в разработке структуры комбинационной логической схемы на основе заданной таблицы истинности и номенклатуры логических элементов. В работе был предложен эволюционный алгоритм синтеза комбинационных логических схем. Были разработаны методика кодирования альтернативных решений и модифицированные эволюционные операторы для синтеза новых решений. Выполнена программная реализация предложенного алгоритма. Проведенные вычислительные эксперименты подтвердили правильность выбранного подхода. Использование эволюционных методов для синтеза комбинационных логических схем позволяет повысить интеллектуальность систем проектирования.

Автоматизация проектирования; интеллектуальные САПР; самореконфигурируемые аппаратные системы; эволюционное моделирование; биоинспирированные алгоритмы; синтез комбинационных схем.

L.A. Gladkov, N.V. Gladkova

ALGORITHM FOR SYNTHESIS OF COMBINATIONAL LOGIC CIRCUITS BASED ON THE EVOLUTIONARY APPROACH

The emergence of new technologies for manufacturing components of digital electronic devices has led to the need to improve the efficiency of computer-aided design methods. Increasing requirements for elements causes an increase in the size of the problems being solved. To solve problems that were previously impossible to automate, new methods and software applications are being developed. Specialists are faced with the task of developing fundamental principles for constructing next-generation design systems. The development of devices with such characteristics as reliability, survivability, and automatic damage repair is an urgent task. This paper proposes an approach to solving the problem of synthesizing combinational circuits based on the use of evolutionary design methods. Evolutionary design of a technical system refers to the purposeful use of computer models of evolution at all stages of system development. The goal is to enable fully automatic design. The main idea of self-reconfigurable hardware systems is to replace general-purpose hardware systems with systems that can adapt to the specifics of the software being executed. The synthesis of a programmable circuit is based on the principle of “bottom-up” design – from the lowest to the highest level. This allows you to configure the hardware individually by programming logic elements. To implement this task, evolutionary algorithms are used. Logic functions can be described by combinational circuits. One of the advantages of combinational circuits is their high performance. The task is to develop the structure of a combinational logic circuit based on a given truth table and nomenclature of logical elements. The work proposed an evolutionary algorithm for the synthesis of combinational logic circuits. A technique for encoding alternative solutions and modified evolutionary operators for synthesizing new solutions were developed. A software implementation of the proposed algorithm has been completed. The computational experiments carried out confirmed the correctness of the chosen approach. The use of evolutionary methods for the synthesis of combinational logic circuits makes it possible to increase the intelligence of design systems.

Design automation; intelligent CAD systems; self-reconfiguring hardware systems; evolutionary modeling; bioinspired algorithms; combinational circuit synthesis.

Введение. В настоящее время совершается переход от традиционных САПР к новому поколению систем проектирования. Совершенствование технологий изготовления сделало возможным увеличение плотности размещения и размерности проектируемых схем, что, в свою очередь, привело к необходимости разработки новых и совершенствования существующих методов проектирования. Новые методы и программные приложения позволяют успешно решать многие задачи, которые ранее невозможно было автоматизировать. Перед специалистами стоит задача разработки фундаментальных принципов построения систем проектирования нового поколения. Одним из перспективных направлений является использование методов вычислительного интеллекта для повышения эффективности современных систем проектирования [1–3].

Одним из важных научных направлений является разработка и использование новых комбинированных, гибридных моделей и методов, позволяющих эффективно решать сложные слабоформализуемые задачи проектирования. Улучшение качества получаемых решений достигается благодаря «синергетическому эффекту», позволяющему усиливать полезные свойства компонентов разрабатываемой системы.

В данной работе предлагается подход к решению задачи синтеза комбинационных схем, основанный на использовании гибридных моделей и методов эволюционного проектирования. Под эволюционным проектированием искусственной (технической) системы понимается целенаправленное использование компьютерных моделей эволюции на всех этапах развития системы. Эволюционное проектирование – это подход, лежащий на стыке теории проектирования и теории самоорганизации [4].

Впервые генетические алгоритмы начали применять в проектировании микроэлектронных средств сравнительно недавно [5, 6]. В начале 90-х годов появился новый класс интегральных схем - программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС, FPGA) [7, 8]. Это привело к появлению нового направления исследований в области автоматизированного проектирования микроэлектронных средств. В этот же период публикуются работы С. Луиса и Д. Раулинса [9, 10]. Их новизна состояла в том, что был предложен новый подход к разработке структуры цифровых схем. В данном подходе эволюционный алгоритм рассматривался как инструмент для решения задачи размещения цифровых логических элементов, а сама задача размещения сводилась при этом к реализации какой-либо функции. Основной идеей предложенного подхода было обеспечение возможности проектирования в полностью автоматическом режиме. Данная идея радикально отличалась от существующих технологий ориентированных на автоматизированное проектирование, т.е. проектирование с участием человека.

Направление исследований, в котором эволюционные алгоритмы используются для автоматического проектирования схем на реконфигурируемых платформах [7, 8], называется эволюционным аппаратным обеспечением [11, 12] или эволюционной электроникой [13].

Постановка задачи. Основная идея самореконфигурируемых аппаратных систем состоит в том, чтобы вместо аппаратных систем общего назначения использовать системы, которые могут адаптироваться под специфику выполняемого программного обеспечения. Для этого синтез программируемой схемы должен строиться по принципу «восходящего» проектирования – от низшего к высшему уровню, начиная от сборки самых элементарных элементов («кубиков»). Это позволит конфигурировать аппаратную часть индивидуально, посредством программирования логических элементов. Для реализации этой задачи используют эволюционные алгоритмы.

Также реконфигурируемые аппаратные средства способны динамически изменять свою архитектуру в режиме реального времени в зависимости от изменения внешних факторов. Таким образом, система может самостоятельно исправлять возможные сбои и ошибки в работе даже после начала производства. Таким образом, реконфигурируемые вычислительные системы можно определить как аппаратные платформы, архитектура которых может изменяться программно, посредством реконфигурации внутренней архитектуры системы.

Основным инструментом проектирования реконфигурируемых электронных устройств являются эволюционные алгоритмы. При реализации подобных систем эволюционные алгоритмы могут либо храниться на внешнем носителе, либо встраиваются в отдельный модуль на проектируемом кристалле.

Известно, что в процессе оптимизации решаются задачи анализа и синтеза. Также обстоит дело и при проектировании. Задача синтеза подразумевает разработку структуры комбинационной логической схемы на основе заданной таблицы истинности и номенклатуры логических элементов. Элементами комбинационных схем являются вентили, реализующие различные типы логических функций (НЕ, И, ИЛИ и т.д.). Их реализация зависит от используемой технологии. Эти три элемента (НЕ, И, ИЛИ) образуют функционально полный базис, т.е. полный набор, с помощью которого можно реализовать любую логическую функцию.

В общем случае комбинационная схема имеет множество входов $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ и множество выходов $Y = (Y_1, Y_2, \dots, Y_m)$. Значение любой переменной Y_i из множества Y представляет собой функцию входных переменных, а комбинационная схема может быть описана следующей системой уравнений:

$$Y_1 = f_1(x_1, x_2, \dots, x_n);$$

$$Y_2 = f_2(x_1, x_2, \dots, x_n);$$

...

$$Y_m = f_m(x_1, x_2, \dots, x_n);$$

Следовательно, комбинационная схема может быть представлена как набор логических элементов и логических операций над ними. Число входов логических элементов должно соответствовать числу аргументов воспроизводимой булевой функции. Графическое отображение комбинационной схемы, представленной в виде условных обозначений логических элементов и связей между ними, называется функциональной схемой.

Таким образом, синтез комбинационной схемы можно выполнить на основе имеющегося набора логических элементов, таким образом, чтобы на выходе синтезированной комбинационной была реализовывать заданная булева функция. Очевидно, что в процессе синтеза могут появляться различные варианты схемы с разными наборами параметров. В этом случае проектировщик имеет возможность выбрать наиболее оптимальный, с его точки зрения, вариант.

Логические элементы и операции над ними могут быть достаточно легко представлены в виде деревьев. Представление булевой функции в виде дерева выполняется «снизу-вверх» с учетом существующего приоритета выполнения логических операций в обратном порядке, т.е. начинается с последней вычисляемой операции выражения. Например, логическая функция $\overline{((x_1 \vee x_2) \wedge \overline{x_3})} \oplus x_4$ может быть представлена в виде следующего дерева (рис. 1):

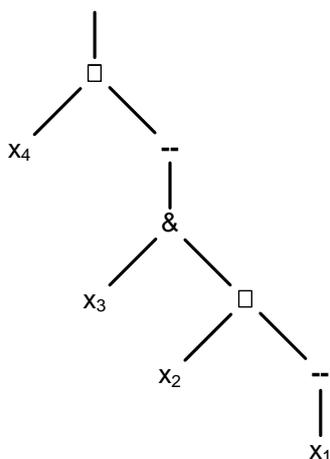


Рис. 1. Представление булевой функции в виде дерева

После замены каждой логической операции соответствующим логическим элементом мы получим функциональную схему этой логической функции (рис. 2)

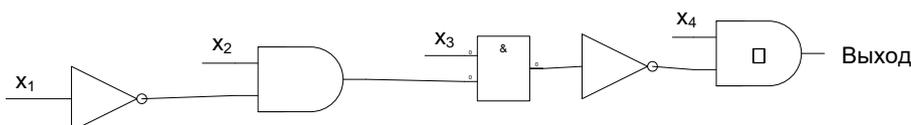


Рис. 2. Функциональная схема

Эволюционный алгоритм синтеза комбинационных схем. Предлагаемый эволюционный алгоритм синтеза комбинационных логических схем может быть описан следующим образом:

1. Ввод исходных данных.
2. Создание начальной популяции решений.
3. Расчет значений целевой функции и оценка среднего и лучшего значения по текущей популяции.
4. Проверка выполнения условия останова алгоритма.
5. Применения эволюционных операторов для синтеза новых вариантов решений и возврат к пункту 3.

Исходными данными для начала работы эволюционного алгоритма являются таблицы истинности, номенклатура логических элементов, перечень необходимых параметров, вид выходной функции, предельное число элементов в схеме и т.д.

В качестве критерия останова могут использоваться стандартные (например, число итераций алгоритма или достижения предельного значения функции пригодности) или специальные условия и значения.

Важнейшим моментом при разработке эволюционных алгоритмов является подбор методики кодирования альтернативных решений. В предлагаемом алгоритме каждая хромосома состоит из набора блоков. В свою очередь каждый блок содержит информацию об одном логическом элементе (номера его входов и тип элемента) (рис. 3).

Вход 1	...	Вход n	Тип элемента
--------	-----	--------	--------------

Рис. 3. Пример кодирования хромосомы

Возьмем для примера некий блок B_i . Блоки, расположенные в хромосоме слева от блока B_i могут являться входами для него, а сам блок B_i может являться входом для следующих блоков B_{i+1} , B_{i+2} и т.д. Информация о синтезируемой комбинационной схеме задается в виде двумерного массива, в котором перечислены используемые типы логических элементов и число входов логического элемента каждого типа. Пример подобной матрицы для комбинационной схемы, которая содержит логические элементы трех типов с двумя входами показан на рис. 4.

121	...	123	222	...	213
...
232	...	233	121	...	321

Рис. 4. Матрица логических элементов

При создании начальной популяции на основании информации о типах логических элементов и таблицах истинности случайным образом генерируются хромосомы-решения.

Пример формирования хромосом начальной популяции на основе заданной таблицы истинности (табл. 1) приведен на рис. 5.

Таблица 1

X	Y	Z	F
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

Таким образом, мы при создании хромосомы реализуем вышеупомянутую стратегию «восходящего» проектирования комбинационных схем.

123	124	124
321	312	233
232	215	115

123	124	124	321	312	233	232	215	115
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

Рис. 5. Пример кодирования альтернативного решения

Основными эволюционными операторами, формирующими новые варианты альтернативных решений в популяции являются операторы кроссинговера и мутации. Оператор мутации создает новые решения путем генерации случайных изменений в структуре хромосомы. Таким образом, с помощью оператора мутации мы можем получать принципиально новые варианты решений, которых не существовало в текущей популяции. Пример работы модифицированного оператора мутации показан на рис. 6. Как мы видим, оператор случайным образом выбирает один разряд хромосомы и меняет его значение.

121	...	123	122	...	213	212
121	...	233	122	...	213	212

Рис. 6. Пример работы модифицированного оператора мутации

Оператор кроссинговера также используется для создания новых решений. При выполнении операции скрещивания новые решения получаются за счет обмена частями двух или нескольких хромосом. В результате новое решение наследует определенные свойства и особенности своих «родителей». Таким образом, в популяции сохраняется «потомственность» (связь между различными поколениями). Пример работы модифицированного оператора кроссинговера показан на рис. 7.

124	...	123	122	234	...	212
121	...	214	323	125	...	123
...
124	...	123	323	234	...	212
121	...	214	122	125	...	123

Рис. 7. Пример работы модифицированного оператора мутации

При решении задачи синтеза комбинационных логических схем значение функции пригодности может соответствовать числу правильно выполняемых логических операций в строках таблицы истинности моделируемой логической функции.

Результаты вычислительных экспериментов. Была выполнена программная реализация предложенного эволюционного алгоритма синтеза комбинационных схем на языке C#. Результатом работы алгоритма является решение, соответствующее варианту с наибольшим значением функции пригодности. Для полученного на выходе варианта также возможно получение дополнительной информации, которая может потребоваться проектировщику (время работы алгоритма, число элементов, описание закодированного решения и т.д.).

Были проведены серии вычислительных экспериментов с целью оценки качества получаемых решений, временных характеристик разработанного алгоритма и оптимальных значений управляющих параметров алгоритма. Одним из важных параметров эволюционного алгоритма является размер популяции. Размер популяции непосредственно влияет на скорость нахождения оптимального решения, время работы алгоритма, а также разнообразие вариантов в текущей популяции. Были проведены серии экспериментов для изучения влияния размера популяции на время работы. В качестве критерия останова использовалось число итераций алгоритма, значения вероятности выполнения эволюционных операторов при этом не изменялись. Полученные результаты отображены на рис. 8.

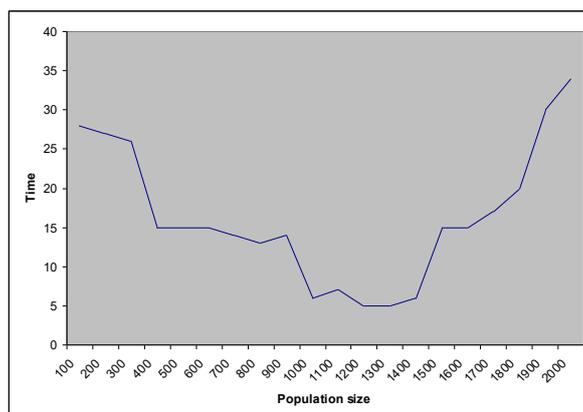


Рис. 8. Зависимость времени работы алгоритма от размера популяции

Анализ полученных данных позволяет сделать вывод о том, что оптимальным является размер популяции 1000-1400 хромосом, при котором обеспечивается наибольшее разнообразие вариантов решений. Увеличение или сокращение популяции дает отрицательный эффект.

Также в ходе вычислительных экспериментов анализировалось влияние вероятности выполнения эволюционных операторов на время работы алгоритма (рис. 9). При этом размер текущей популяции и число итераций алгоритма оставались постоянными. Анализ полученных данных показывает, что зависимость времени работы алгоритма от значения вероятности мутации является немонотонной функцией. Наибольший положительный эффект достигается при задании вероятности выполнения операции мутации в диапазоне 0,45-0,75. Увеличение значения вероятности ведет к росту тупиковых вариантов решений, а при снижении значения вероятности увеличивается время работы.

В ходе экспериментов проводился анализ возможностей синтеза комбинационных логических схем с использованием данных из библиотеки промышленных бенчмарков MCNC [14]. Целью эксперимента является анализ возможности синтеза схем для промышленных таблиц истинности. Полученные результаты показали, что предложенный алгоритм позволяет решать задачу синтеза промышленных комбинационных логических схем малых размеров, однако качество получаемых решений повышается при применении декомпозиции.

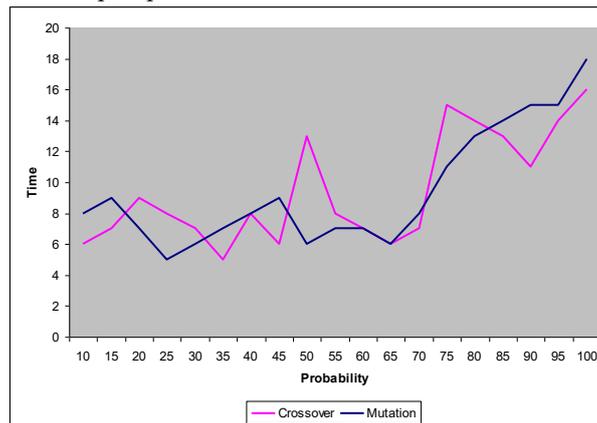


Рис. 9. Зависимость времени работы алгоритма от вероятности выполнения генетических операторов

Также исследовалось влияние вероятности выполнения оператора кроссинговера. Анализ данных экспериментальных данных показывает, что лучшие результаты алгоритм показывает при значениях вероятности кроссинговера в интервале 40–80%.

Заключение. В данной статье предложен подход к решению задачи автоматического синтеза комбинационных схем на основе эволюционных алгоритмов. Проведенные вычислительные эксперименты показали, что предлагаемый подход имеет определенный потенциал и возможности для дальнейшего развития. Очевидно, что данный подход вполне применим к решению задач синтеза логических схем средней размерности (порядка 250-500 вентилей).

На основе анализа комбинационных логических схем, полученных в процессе вычислительных экспериментов с использованием разработанного программно-алгоритмического комплекса, можно сделать вывод, что применение предложенного алгоритма позволяет повысить качество синтезируемых комбинационных

схем в среднем на 10–15%. Новые возможности синтеза комбинационных схем различной топологии позволяют применять предлагаемый подход для работы с новыми проектными нормами и технологиями. Также использование разработанного программного обеспечения будет полезно в процессе принятия решения при анализе и выборе оптимального варианта из сформированных в ходе решения альтернативных вариантов комбинационных логических схем.

Авторами накоплен значительный опыт разработки и применения гибридных моделей и методов для решения различных задач оптимизации и проектирования [15–18], что позволяет рассчитывать на повышение качества работы алгоритма синтеза комбинационных схем.

В дальнейшем предполагается разработать гибридный нечетко-генетический алгоритм, что позволит в процессе работы алгоритма регулировать значения вероятностей выполнения генетических операторов и других управляющих параметров [19, 20].

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Alpert Charles J., Mehta Dinesh P., Sapatnekar Sachin S.* Handbook of algorithms for physical design automation. – CRC Press, New York, USA, 2009.
2. *Cohon J.P., Karro J., Lienig J.* Evolutionary Algorithms for the Physical Design of VLSI Circuits. Advances in Evolutionary Computing: Theory and Applications / Ghosh A., Tsutsui S. (eds.). – Springer Verlag, London, 2003.
3. *Baqais A.A.B.* A Multi-view Comparison of Various Metaheuristic and Soft Computing Algorithms // I.J. Mathematical Sciences and Computing. – 2017. – 1.3 (4). – P. 8-19.
4. *Тарасов В.Б., Голубин А.В.* Эволюционное проектирование: на границе между проектированием и самоорганизацией // Известия ТРТУ.. – 2006. – № 8 (63). – С. 77-82.
5. *Sushil J. Louis and Gregory J. Rawlins.* Using genetic algorithms to design structures. Technical Report 326, Computer Science Department, Indiana University. – Bloomington, Indiana, 1991.
6. *Koza J.R., Bennett F.H., Andre D., Keane M.A.* Automated WYWIWYG design of both the topology and component values of electrical circuits using genetic programming // Proceedings of the First Annual Conference on Genetic Programming, Cambridge, Massachusetts, Stanford University. – The MIT Press, 1996. – P. 123-131.
7. *Blondet B., Roxby P.J., Keller E., McMillan S., Sundararajan P.* A Self-reconfiguring Platform // Field-Programmable Logic and Applications. 13th International Conference, FPL 2003 Proceedings, pp. 565-574.
8. *Eldredge J.G., Hutchings B.L.* Run-Time Reconfiguration: A Method for Enhancing the Functional Density of SRAM-Based FPGAs // in Journal of VLSI Signal Processing. – 1996. – Vol. 12. – P. 67-86.
9. *Louis S.J., Rawlins G.J.E.* Syntactic Analysis of Convergence in Genetic Algorithms. Foundations of Genetic Algorithms / 2 ed. by L.D. Whitley. – San Mateo, CA: Morgan Kaufmann, 1993. – 141 p.
10. *Louis S.J., Rawlins J.E.* Designer genetic algorithms: genetic algorithms in structure design // ICGA-91 // in Proceedings of the Fourth International Conference on Genetic Algorithms / Belew, K.K. and Booker, L.B., eds. – Booker, Morgan Kaufman, San Manteo, CA, 1991.
11. *Higuchi T. et al.* Evolvable hardware and its applications to pattern recognition and fault-tolerant systems // in Towards Evolvable Hardware: An International Workshop, Lausanne, Swiss, 1995, 2. Chapter of book: Towards Evolvable Hardware: The evolutionary engineering approach / Sanchez E., and Tomassini M., eds. Vol. 1062. – LNCS, Springer-Verlag, 1996. – 118 p.
12. *Hemmi H., Mizoguchi J., Shimonara K.* Development and evolution of hardware behaviours // in Towards Evolvable Hardware: An International Workshop, Lausanne, Swiss, 1995, 2. Chapter of book: Towards Evolvable Hardware: The evolutionary engineering approach / Sanchez E., and Tomassini M. eds. Vol. 1062. – LNCS, Springer-Verlag, 1996.
13. *Zebulum R.S., Pacheco M.A., Vellasco M.M.* Evolutionary Electronics: Automatic Design of Electronic Circuits and Systems by Genetic Algorithms. – USA, CRC Press LLC, 2002.

14. Yang S. Logic synthesis and optimization benchmark user guide version 3.0, MCNC, 1991.
15. Gladkov L., Kureychik V.I., Kureychik V., Sorokoletov P. Bio-inspired methods in optimization. – Moscow: Fizmatlit, 2009.
16. Gladkov L.A., Gladkova N.V., Gusev N.Y., Semushina N.S. Integrated approach to the solution of computer-aided design problems // Proceedings of the 4th International Scientific Conference “Intelligent Information Technologies for Industry” (IITI’19). Advances in Intelligent Systems and Computing. – Springer, Cham, 2020. – Vol. 1156. – P. 465-476.
17. Gladkov L.A., Gladkova N.V., Leiba S.N., Strakhov N.E. Development and research of the hybrid approach to the solution of optimization design problems // Advances in Intelligent Systems and Computing. Vol. 875. International Conference on Intelligent Information Technologies for Industry IITI’18. – Springer Nature Switzerland AG, 2019. – Vol. 2. – P. 246-257.
18. Gladkov L.A., Veselov G.E., Gladkova N.V. Development and research of algorithms for the synthesis of combinational logic circuits based on the evolutionary approach // Lecture Notes in Networks and Systems. Vol. 776 “Proceedings of the 7th International Scientific Conference “Intelligent Information Technologies for Industry” (IITI’23)”. – Springer Nature Switzerland AG, 2023. – Vol. 1. – P. 210-221.
19. Batyrshin I. etc. Fuzzy hybrid systems. Theory and practice. – Moscow: Fizmatlit, 2007.
20. Borisov V., Kruglov V., Fedulov A. Nechetkie modeli i seti (Fuzzy models and networks). – Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2007.

REFERENCES

1. Alpert Charles J., Mehta Dinesh P., Sapatnekar Sachin S. Handbook of algorithms for physical design automation. CRC Press, New York, USA, 2009.
2. Cohoon J.P., Karro J., Lienig J. Evolutionary Algorithms for the Physical Design of VLSI Circuits. Advances in Evolutionary Computing: Theory and Applications, Ghosh A., Tsutsui S. (eds.). Springer Verlag, London, 2003.
3. Baqais A.A.B. A Multi-view Comparison of Various Metaheuristic and Soft Computing Algorithms, *I.J. Mathematical Sciences and Computing*, 2017, 1.3 (4), pp. 8-19.
4. Tarasov V.B., Golubin A.V. Evolyutsionnoe proektirovanie: na granitse mezhdu proektirovaniem i samoorganizatsiey [Evolutionary design: on the border between design and self-organization], *Izvestiya TRTU [Izvestiya TSURE]*, 2006, No. 8 (63), pp. 77-82.
5. Sushil J. Louis and Gregory J. Rawlins. Using genetic algorithms to design structures. Technical Report 326, Computer Science Department, Indiana University. Bloomington, Indiana, 1991.
6. Koza J.R., Bennett F.H., Andre D., Keane M.A. Automated WYWIWYG design of both the topology and component values of electrical circuits using genetic programming, *Proceedings of the First Annual Conference on Genetic Programming, Cambridge, Massachusetts, Stanford University*. The MIT Press, 1996, pp. 123-131.
7. Blondet B., Roxby P.J., Keller E., McMillan S., Sundararajan P. A Self-reconfiguring Platform // Field-Programmable Logic and Applications. 13th International Conference, FPL 2003 Proceedings, pp. 565-574.
8. Eldredge J.G., Hutchings B.L. Run-Time Reconfiguration: A Method for Enhancing the Functional Density of SRAM-Based FPGAs, in *Journal of VLSI Signal Processing*, 1996, Vol. 12, pp. 67-86.
9. Louis S.J., Rawlins G.J.E. Syntactic Analysis of Convergence in Genetic Algorithms. Foundations of Genetic Algorithms, 2 ed. by L.D. Whitley. San Mateo, CA: Morgan Kaufmann, 1993, 141 p.
10. Louis S.J., Rawlins J.E. Designer genetic algorithms: genetic algorithms in structure design // ICGA-91 // in Proceedings of the Fourth International Conference on Genetic Algorithms / Belew, K.K. and Booker, L.B., eds. Booker, Morgan Kaufman, San Manteo, CA, 1991.
11. Higuchi T. et al. Evolvable hardware and its applications to pattern recognition and fault-tolerant systems, in *Towards Evolvable Hardware: An International Workshop, Lausanne, Swiss, 1995, 2. Chapter of book: Towards Evolvable Hardware: The evolutionary engineering approach*, Sanchez E., and Tomassini M., eds. Vol. 1062. LNCS, Springer-Verlag, 1996, 118 p.
12. Hemmi H., Mizoguchi J., Shimonara K. Development and evolution of hardware behaviours, in *Towards Evolvable Hardware: An International Workshop, Lausanne, Swiss, 1995, 2. Chapter of book: Towards Evolvable Hardware: The evolutionary engineering approach*, Sanchez E., and Tomassini M. eds. Vol. 1062. LNCS, Springer-Verlag, 1996.

13. Zebulum R.S., Pacheco M.A., Vellasco M.M. Evolutionary Electronics: Automatic Design of Electronic Circuits and Systems by Genetic Algorithms. USA, CRC Press LLC, 2002.
14. Yang S. Logic synthesis and optimization benchmark user guide version 3.0, MCNC, 1991.
15. Gladkov L., Kureychik V.I., Kureychik V., Sorokoletov P. Bio-inspired methods in optimization. Moscow: Fizmatlit, 2009.
16. Gladkov L.A., Gladkova N.V., Gusev N.Y., Semushina N.S. Integrated approach to the solution of computer-aided design problems, *Proceedings of the 4th International Scientific Conference "Intelligent Information Technologies for Industry" (IITI'19). Advances in Intelligent Systems and Computing*. Springer, Cham, 2020, Vol. 1156, pp. 465-476.
17. Gladkov L.A., Gladkova N.V., Leiba S.N., Strakhov N.E. Development and research of the hybrid approach to the solution of optimization design problems, *Advances in Intelligent Systems and Computing. Vol. 875. International Conference on Intelligent Information Technologies for Industry IITI'18*. Springer Nature Switzerland AG, 2019, Vol. 2, pp. 246-257.
18. Gladkov L.A., Veselov G.E., Gladkova N.V. Development and research of algorithms for the synthesis of combinational logic circuits based on the evolutionary approach, *Lecture Notes in Networks and Systems. Vol. 776 "Proceedings of the 7th International Scientific Conference "Intelligent Information Technologies for Industry" (IITI'23)"*. Springer Nature Switzerland AG, 2023, Vol. 1, pp. 210-221.
19. Batyrshin I. etc. Fuzzy hybrid systems. Theory and practice. Moscow: Fizmatlit, 2007.
20. Borisov V., Kruglov V., Fedulov A. Nechetkie modeli i seti (Fuzzy models and networks). Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2007.

Статью рекомендовала к опубликованию д.т.н., профессор Л.С. Лисицина.

Гладков Леонид Анатольевич – Южный федеральный университет; e-mail: lagladkov@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; кафедра САИП; профессор.

Гладкова Надежда Викторовна – e-mail: nvgladkova@sfedu.ru; кафедра САИП; старший преподаватель.

Gladkov Leonid Anatol'evich – Southern Federal University; e-mail: lagladkov@sfedu.ru; Taganrog, Russia; the department of CAD; professor.

Gladkova Nadezhda Viktorovna – e-mail: nvgladkova@sfedu.ru; the department of CAD; senior teacher.

УДК 621.396

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-34-44

Д.А. Гужва, К.О. Север, И.И. Турулин

8-ПОЛОСНЫЙ НЕОДНОРОДНЫЙ БАНК БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ РЕКУРСИВНЫХ ФИЛЬТРОВ С КОНЕЧНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ ДЛЯ СЛУХОВЫХ АППАРАТОВ

Рассмотрены рекурсивные фильтры с конечной импульсной характеристикой и банки фильтров. Банк фильтров – это массив полосовых фильтров. Блок фильтров анализа разделяет входной сигнал на несколько компонентов, причем каждый из подфильтров несет один частотный поддиапазон исходного сигнала. Напротив, блок фильтров синтеза объединяет выходные данные поддиапазонов для восстановления исходного входного сигнала. В большинстве приложений определенные частоты являются более важными, чем другие. Блоки фильтров могут изолировать различные частотные компоненты в сигнале. Таким образом, мы можем приложить больше усилий для обработки более важных компонентов и меньше усилий для обработки менее важных компонентов. Фильтры поддиапазонов могут комбинироваться с понижающей или повышающей дискретизацией для формирования банка многоскоростных фильтров. Банки фильтров широко используются для распознавания речи и улучшения качества речи. В настоящее время банки фильтров расширили свое применение до обработки видео и изображений. Кроме того, блоки фильтров

очень полезны в системах связи, включая цифровые приемники и передатчики, предварительное кодирование блоков фильтров для выравнивания каналов, дискретную многотонную модуляцию и слепое выравнивание каналов. Рассмотрено использование данных фильтров для слуховых аппаратов. Разработан 8-полосный неоднородный банк рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ) с высокой вычислительной эффективностью для слуховых аппаратов. Также приведено сравнение вычислительной сложности (ВС) рекурсивного фильтра с конечной импульсной характеристикой (РКИХФ) с вычислительной сложностью нерекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой (НКИХФ).

Рекурсивный фильтр с конечной импульсной характеристикой; рекурсивный; фильтр; РКИХ; банк фильтров.

D.A. Guzhva, C.O. Sever, I.I. Turulin

8-BAND HETEROGENEOUS BANK OF FIR FILTERS WITH HIGH COMPUTATIONAL EFFICIENCY FOR HEARING AIDS

This article discusses recursive filters with finite impulse response and filter banks. The filter bank is an array of bandpass filters. The analysis filter block divides the input signal into several components, with each of the sub-filters carrying one frequency sub-band of the original signal. On the contrary, the synthesis filter block combines the output data of the sub-bands to restore the original input signal. In most applications, certain frequencies are more important than others. Filter blocks can isolate various frequency components in the signal. This way we can put more effort into processing more important components and less effort into processing less important components. Subband filters can be combined with step-down or step-up sampling to form a bank of multi-speed filters. Filter banks are widely used for speech recognition and speech quality improvement. Currently, filter banks have expanded their application to video and image processing. In addition, filter blocks are very useful in communication systems, including digital receivers and transmitters, pre-coding of filter blocks for channel alignment, discrete multi-tone modulation and blind channel alignment. The use of these filters for hearing aids is considered. An 8-band heterogeneous bank of recursive filters with finite impulse response (FIR) with high computational efficiency for hearing aids has been developed. The computational complexity (BC) of a recursive filter with a finite impulse response (RCIHF) is also compared with the computational complexity of non-recursive filters with a finite impulse response (NCIHF).

Recursive FIR filter; recursive; FIR; filter; filter bank.

Введение. Пороговые значения слуха, которые являются самыми тихими звуками, которые можно услышать, обычно представлены типичной аудиограммой с чистым тоном.

Человек с ослабленным слухом, как правило, обладает низкой чувствительностью к определенным частотам.

Основная задача слухового аппарата состоит в избирательном усилении звуков таким образом, чтобы обработанный звук (с учетом частотной характеристики слуха пользователя слухового аппарата) соответствовал аудиограмме человека [1, 2]. Для достижения этой цели идеальный слуховой аппарат должен регулировать уровень звука на произвольных частотах в пределах заданного частотного диапазона.

На практике это достигается разделением спектра входного сигнала на разные полосы частот блоком фильтров.

Усиления для каждого поддиапазона регулируются в соответствии с потребностями пользователя с нарушениями слуха, т.е. амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) блока фильтров должна выравнивать сквозную АЧХ, чтобы она соответствовала аудиограмме человека с нормальным слухом.

Для реализации блока фильтров в слуховых аппаратах обычно используются аналоговые и цифровые технологии. Аналоговые фильтры фильтруют напряжения, цифровые – числовые коды. Второй подход обеспечивает возможность программного управления, т.е. является очень гибким по отношению к потребностям людей с нарушениями слуха.

Результаты разработки унифицированных блоков цифровых фильтров для применения в слуховых аппаратах приведены [3, 13].

Обычно измерения уровня слышимости проводятся на частотах 250 Гц, 500 Гц, 1кГц, 2кГц, 4 кГц, 8 кГц вследствие чего при использовании одинаковых групп фильтров могут возникнуть трудности с согласованием аудиограммы на всех частотах.

Как КИХ-фильтры, так и БИХ-фильтры широко используются в слуховых аппаратах.

Слух более чувствителен к амплитуде, чем к фазе. Однако, когда выходные данные подфильтров в группе фильтров суммируются, фазовое искажение в каждом из подфильтров приводит к амплитудному искажению на выходе. Иными словами, если фазочастотная характеристика (ФЧХ) фильтров одинакова, то при параллельном соединении фильтров (входы объединены, выходы подключены к сумматору (вычитателю)), АЧХ фильтров суммируются (вычитаются).

В данной статье для выравнивания сквозной аудиограммы предлагается неоднородный блок рекурсивных КИХ-фильтров.

Рекурсивные КИХ-фильтры: определение и основные свойства. Рекурсивным КИХ-фильтром (РКИХФ) называется цифровой фильтр вида рис. 1 имеющий обратные связи в структурной схеме, но конечную КИХ [17–19].

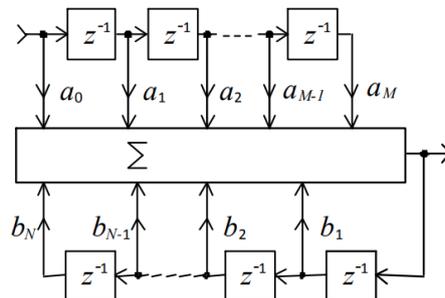


Рис. 1. Структура РКИХ

Математически это означает, что некоторые полюсы системной функции совпадают с некоторыми нулями этой функции, т.е. числитель может быть поделен на знаменатель без остатка. Фильтр также может быть описан линейным разностным уравнением (ЛРУ).

В цифровой обработке сигналов (ЦОС) РКИХФ занимают как бы промежуточное место между нерекурсивными КИХ фильтрами и рекурсивными БИХ-фильтрами: по способу построения они рекурсивны, т.е. имеют обратные связи, по длине КИХ – КИХ-фильтры. РКИХФ, как и нерекурсивные КИХ фильтры, могут иметь линейную ФЧХ, но при существенно меньших вычислительных затратах, чем у нерекурсивных фильтров.

Замечательным свойством РКИХФ в общем случае является независимость вычислительных затрат от длины КИХ (это имеет место при кусочно-полиномиальном представлении исходной КИХ или ее аппроксимации [4–6]).

РКИХФ имеют недостатки. Так, например, точные методы синтеза РКИХФ на основе интеграторов [2, 3, 6] требуют представления исходной КИХ в виде кусочно-полиномиальной комбинации (имеются в виду степенные полиномы).

Если исходная КИХ таковой не является, необходима ее кусочно-полиномиальная аппроксимация, что сопровождается погрешностью.

Кроме этого, необходимо точное выполнение операций в пределах РКИХФ на интеграторах, что требует квантования входного сигнала и коэффициентов РКИХФ.

Метод, предложенный в [6], позволяет синтезировать РКИХФ, если исходная КИХ или ее аппроксимация представлена в виде набора отрезков полиномов

$$g(n) = \sum_{r=1}^R g_r(n),$$

где $g_r(n)$ – отрезки в общем случае разных полиномов $Q_r(n)$ разной степени, т.е. $g_r(n) = Q_r(n)$ для $n_{r-} \leq n \leq n_{r+}$ и $g_r(n) = 0$ для прочих n ;

r – номер отрезка;

$n_{r-} \leq n_{r+}$ – соответственно левые и правые границы отрезков.

Обычно выбирается $n_{r+} = n_{r+1-}$, однако в общем случае допускается любое соотношение между n_{r+} и n_{j-} для произвольных r и j .

Поскольку рассматриваемые фильтры линейны, справедлив принцип суперпозиции. В связи с этим для простоты изложения и без потери общности рассмотрим один из полиномиальных отрезков

$$g_r(n) = h_p(n) = a_p n^p + a_{p-1} n^{p-1} + \dots + a_1 n + a_0 \text{ для } n_- \leq n \leq n_+,$$

иначе $h_p(n) = 0$.

Метод формулируется следующим образом.

1. Задается исходная КИХ или ее аппроксимация в виде одного или нескольких полиномиальных отрезков.

2. Путем последовательного дискретного дифференцирования (обратные конечные разности) исходной кусочно-полиномиальной КИХ по формуле

$$h_{i-1}(n) = h_i(n) - h_i(n-1)$$

для $i = p, p-1, \dots, 1, 0$ получается семейство продифференцированных КИХ $h_{p-1}(n), h_{p-2}(n), \dots, h_1(n), h_0(n), h_{-1}(n)$. Каждое вычисление обратных конечных разностей (дискретное дифференцирование) приводит к уменьшению степени каждого из отрезков полиномов на единицу. Так, например, $h_0(n)$ имеет нулевую степень (линейная комбинация дискретных прямоугольных импульсов и единичных импульсов), $h_{-1}(n)$ есть линейная комбинация только единичных импульсов. Процесс вычисления разностей можно прекратить также после получения КИХ $h_q(n)$, для которой легко строится (или известен) сигнальный граф фильтра.

3. Искомый РКИХФ получается каскадным подключением $(p-q)$ накапливающих сумматоров к выходу фильтра с КИХ $h_q(n)$, т.е. число накапливающих сумматоров равно числу вычислений обратных конечных разностей (дискретных дифференцирований).

Подчеркнем, что накапливающие сумматоры (дискретные интеграторы) подключаются каскадно, причем к выходу фильтра с КИХ $h_q(n)$. Для идеальных линейных фильтров с постоянными коэффициентами интеграторы могут подключаться как до, так и после фильтра с КИХ $h_q(n)$, поскольку от перемены мест операндов свертки результат не меняется. Однако реальные фильтры имеют ограниченную разрядную сетку. Поэтому при наличии постоянной составляющей в сиг-

нале на входе интегратора она будет накапливаться (интегрироваться), и через некоторое время содержимое сумматора выйдет за пределы разрядной сетки, если интегратор включен первым. Если же все интеграторы подключены после фильтра с КИХ $h_q(n)$, то постоянной составляющей на входах интеграторов не будет. Это связано с тем, что фильтр с КИХ $h_q(n)$ содержит дискретный дифференциатор $(p-q)$ порядка, в результате чего на входе каждого из $(p-q)$ интеграторов постоянная составляющая будет отсутствовать.

Заметим, что после каждого вычисления обратных конечных разностей (дискретного дифференцирования) длина полученного отрезка КИХ увеличивается на единицу справа.

После $p+1$ дифференцирований получается КИХ $h_{-1}(n)$ с $2(p+1)$ ненулевыми отсчетами ($p+1$ дискрет слева и $p+1$ – справа) [6].

Следует отметить, что для обеспечения конечности КИХ, а в общем случае и устойчивости РКИХФ, необходимо точное выполнение операций в пределах РКИХФ (локального или глобального). Масштабирование с округлением или усечением сигналов можно делать только до и после (на входе или на выходе) РКИХФ. Легче всего добиться точности операций в РКИХФ, если $h_q(n)$, $h_{q+1}(n)$, ..., $h_p(n)$, а также входной сигнал – целые числа. Для дробных чисел операции будут выполняться точно, если значения перечисленных КИХ и входной сигнал кратны b^{-k} , где k – целое положительное число, b – основание системы счисления процессора. Для обеспечения точности операций округлять коэффициенты можно в общем случае только в исходных полиномах (до вычисления конечных разностей). Требуемая точность округления определяется, например, исходя из допустимой погрешности воспроизведения амплитудно-частотной характеристики. Необходима также проверка на отсутствие переполнения разрядной сетки процессора при любых значениях квантованного входного сигнала.

Требование к точности выполнения операций внутри РКИХФ означает, что сам метод не имеет погрешности, т.е. КИХ реализуются точно. Если искомому КИХ нельзя представить в виде исходных полиномов, возникает погрешность аппроксимации КИХ полиномом на дискретном множестве точек.

Сравнение вычислительной сложности (ВС) РКИХФ с вычислительной сложностью нерекурсивных КИХ-фильтров (НКИХФ). Как уже говорилось, для получения РКИХФ его исходная КИХ дискретно дифференцируется $p+1$ раз, т.е. выполняется вычисление конечных разностей. В результате получается КИХ $h_{-1}(n)$, которая содержит в общем случае более $2(p+1)$ ненулевых отсчетов (реально может быть меньше) [6]. Очевидно, что ВС реализации такой КИХ составляют $2(p+1)$ умножений и $2(p+1) - 1$ сложений. Для восстановления исходной КИХ к выходу этого НКИХФ подключается $p+1$ дискретных интеграторов, которые требуют еще $p+1$ сложений. Итого, РКИХФ с КИХ в виде одного отрезка полинома степени p требует $2(p+1)$ умножений и $2(p+1) - 1 + (p+1) = 3p+2$ сложений. При кусочно-полиномиальной аппроксимации КИХ, если стыки N отрезков полиномов расположены вплотную, соседние $(p+1)$ отсчетов в НКИХФ накладываются друг на друга, и ВС составят $2(p+1) + N(p+1) = (2+N)(p+1)$ умножений плюс $(2+N)(p+1) - 1 + (p+1) = 3p+N$ сложений (блок интеграторов один).

Таким образом, ВС РКИХФ не зависит от длины КИХ.

Для НКИХФ с КИХ длины M вычислительная сложность составляет [5, 7] M умножений и M сложений.

Методы синтеза на основе интегрирующих звеньев не требуют точности выполнения операций, но исходная ИХ воспроизводится с погрешностью, которая выражается в виде соответствующих амплитудной и фазовой погрешностей [6, 22, 23]. Однако фазовая погрешность несоизмеримо меньше, чем у любого рекурсивного

БИХ-фильтра [14–16], синтезированного традиционными методами 1. Такие фильтры названы рекурсивными фильтрами с квазиконечной импульсной характеристикой (квази-РКИХФ) из-за наличия малой остаточной БИХ.

Метод реализации РКИХФ с заданной огибающей и заполнением имеет недостаток, выражающийся в скачкообразном изменении амплитуды при переходе к очередной копии заполняющей функции [20, 21, 24].

Определенным недостатком является и то, что длина блоков задержки у РКИХФ такая же, как и у нерекурсивных КИХ-фильтров, т. е. гораздо больше, чем у рекурсивных БИХ-фильтров, однако число отводов невелико.

Структурная схема 8-полосного неоднородного банка РКИХ-фильтров с высокой вычислительной эффективностью. Известно [7], что КИХ-фильтр обладает линейной фазовой характеристикой, если его коэффициенты симметричны. Такие свойства наиболее востребованы при проектировании слуховых аппаратов из-за необходимости произвольной регулировки амплитуды в различных диапазонах частот [14] – для суммирования/вычитания АЧХ при параллельном соединении фильтров.

Недостатком нерекурсивного КИХ-фильтра является относительно высокая вычислительная сложность из-за использования большого количества умножений и сложений.

Чтобы уменьшить сложность фильтра, в предлагаемом наборе неоднородных рекурсивных КИХ-фильтров используются два простых полуполосных фильтра, $H(z)$ и $F_m(z)$, в качестве прототипов, а поддиапазоны спроектированы с симметрией в точке средней частоты, как показано на рис. 2 и 3, соответственно. Стоит обратить внимание, что на рис. 1 самые правые фильтры в каждой ветви обеспечивают пару выходных сигналов, например, $P_1(z)$ и $P_8(z)$, $P_2(z)$ и $P_7(z)$ и т.д.

Это взаимодополняющие выходные пары, как показано на рис. 3. $F_{mc}(z)$ является дополнением к исходному фильтру $F_m(z)$ и формируется по формуле (1).

$$F_{mc}(z) = z^{-\frac{N_f-1}{2}} - F_m(z). \quad (1)$$

где N_f – длина КИХ для фильтра $F_m(z)$. Аппаратные затраты на получение дополнительного выходного сигнала сводятся к минимуму, поскольку требуемые задержки могут быть получены с помощью исходного фильтра, как показано на рис. 4.

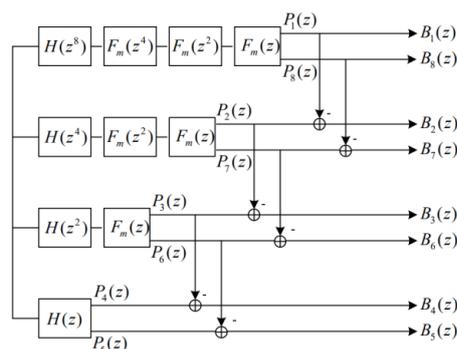


Рис. 2. Структурная схема неоднородного банка КИХ-фильтров

Выходные сигналы поддиапазонов обозначаются как $B_i(z)$, $i = 1, \dots, 8$, как показано на рис. 1, где $B_1(z)$ до $B_4(z)$ формируются выходами от $P_1(z)$ до $P_4(z)$ от исходного фильтра $F_m(z)$, и $B_5(z)$ до $B_8(z)$ основаны на дополнительных выходах $P_5(z)$ до $P_8(z)$ от $F_m(z)$. Чтобы достичь желаемой частотной характеристики и из-

бежать задержки, зависящей от частоты [13], к каждой ветви следует добавить ведущие задержки, за исключением верхней, чтобы гарантировать, что все ветви имеют одинаковый фазовый сдвиг для суммирования /вычитания АЧХ в фазе при параллельном соединении.

Чтобы понять, как создаются поддиапазоны от $V_1(z)$ до $V_8(z)$, будет проиллюстрировано формирование двух средних полос, $V_4(z)$ и $V_5(z)$. Сначала формируется прототип полуполосного фильтра $H(z)$. Его выходной сигнал определен как $P_4(z)$, а дополнительный выходной сигнал определен как $P_5(z)$, как показано на рис. 3,а. Далее создаются две полосы пропускания на низких и высоких частотах с использованием $H(z^2)$, т.е. интерполяции $H(z)$ в 2 раза, как показано на рис. 3,б.

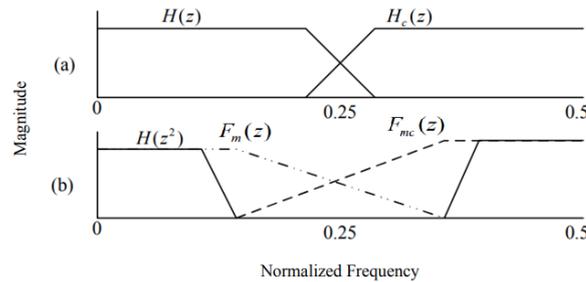


Рис. 3. Частотная характеристика 8-полосного неоднородного банка КИХ-фильтров

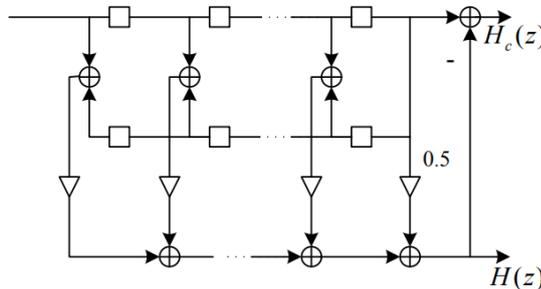


Рис. 4. Пара дополнительных фильтров с разделением задержки

Маскирующий фильтр $F_m(z)$ подавляет (в идеале – обнуляет) полосу пропускания на высокой частоте, как показано на рис. 3,б. $P_3(z)$, образуется, когда $F_m(z)$ соединяется с $H(z^2)$. Аналогично, $P_6(z)$, является результатом соединения $H(z^2)$ с $F_{mc}(z)$. Средние полосы $V_4(z)$ и $V_5(z)$ формируются путем вычитания $P_3(z)$, из $P_4(z)$, и $P_6(z)$, из $P_5(z)$, соответственно. Передаточная функция z-преобразования для нижних 4-х диапазонов может быть записана в виде

$$V_i(z) = \begin{cases} P_1(z) & i = 1 \\ P_i(z) - P_{i-1}(z) & i = 2,3,4' \end{cases} \quad (2)$$

где $P_i(z)$ определяется как

$$P_i(z) = \begin{cases} H(z^{2^{4-i}}) \prod_{k=1}^{4-i} F_m(z^{2^{k-1}}) & i = 1,2,3 \\ H(z) & i = 4 \end{cases} \quad (3)$$

Для более высоких 4 диапазонов передаточная функция z -преобразования задается формулой

$$B_i(z) = \begin{cases} P_i(z) & i = 8 \\ P_i(z) - P_{i+1}(z) & i = 5,6,7 \end{cases} \quad (4)$$

где $P_i(z)$ определяется как

$$P_i(z) = \begin{cases} H(z^{2^{i-5}}) F_{mc}(z) \prod_{k=2}^{i-5} F_m(z^{2^{k-1}}) & i = 7,8; \\ H(z^2) F_{mc}(z) & i = 6; \\ H_c(z) & i = 5. \end{cases} \quad (5)$$

Для реализации 8-полосного блока фильтров требуется 10 подфильтров. Однако множители могут быть распределены между интерполированными $H(z)$ и $F_m(z)$. Одна из предлагаемых реализаций интерполированного значения $H(z)$ приведена на рис. 5, где множители распределены между $H(z)$, $H(z^2)$, $H(z^4)$ и $H(z^8)$. Маскировка частотной характеристики достигается за счет многократного использования $F_m(z)$.

На рис. 6 показан пример реализации $F_m(z^2)F_m(z)$, где T – фиксатор, используемый для сохранения предыдущего сигнала для следующего цикла, а множители распределяются между $F_m(z^2)$ и $F_m(z)$.

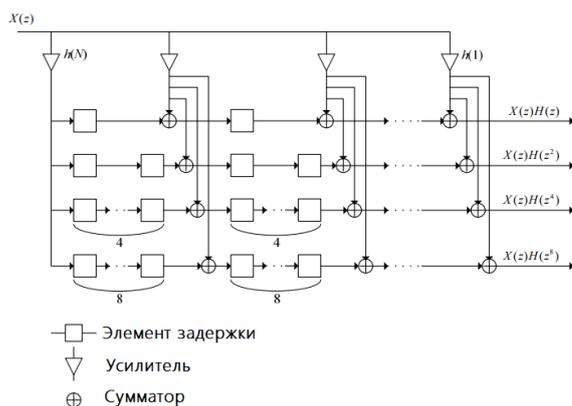


Рис. 5. Совместное использование множителей между $H(z)$, $H(z^2)$, $H(z^4)$ и $H(z^8)$

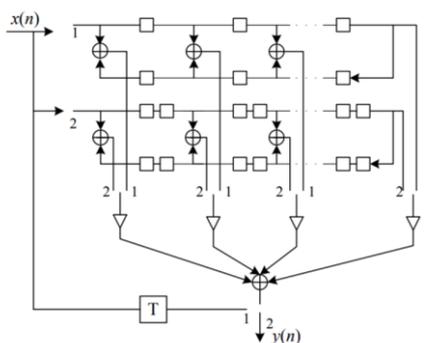


Рис. 6. Пример реализации $F_m(z^2)F_m(z)$

Выводы. В этой статье был разработан 8-полосный неоднородный банк РКИХ-фильтров с высокой вычислительной эффективностью для слуховых аппаратов.

Достигнуто соответствие между аудиограммами и выходными данными банка фильтров за счет неравномерного распределения частотных диапазонов.

Производительность блока фильтров повышается за счет оптимального процесса распределения усиления, который помогает свести к минимуму ошибку наименьших квадратов между объективной аудиограммой и амплитудно-частотной характеристикой банка фильтров.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Рабинер Р., Гоулд Б.* Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978.
2. *Турулин И.И.* Метод проектирования цифровых рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой с заданными огибающей и заполнением // Известия вузов. Электроника. – 1999. – № 1–2.
3. *Турулин И.И.* Расчет и применение быстродействующих цифровых рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой: монография / под общ. ред. Л.К. Самойлова. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1999.
4. *Цифровые фильтры в радиосвязи и радиотехнике* / под ред. Л.М. Гольденберга. – М.: Радио и связь, 1982.
5. *Оппенгейм А.В., Шафер Р.В.* Цифровая обработка сигналов. – М.: Связь, 1978.
6. *Турулин И.И.* Основы теории рекурсивных КИХ-фильтров. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2016.
7. *Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н.* Цифровая обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1990.
8. *Gustafsson O., Johansson H., and Wanhammar L.* Narrow-band and wideband single filter frequency masking FIR filters // Proc. of IEEE Int. Symp. Circuits Syst. – 2001.
9. *Витязев В.В.* Цифровая частотная селекция сигналов. – М.: Радио и связь, 1993.
10. *Рудаков П.И., Сафонов В.И.* Обработка сигналов и изображений. MATLAB 5.x. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2000.
11. Уровни слышимости. – <https://digitalmusicacademy.ru/lesson-hearing-curve>.
12. *Верич Ю.Б.* Методика синтеза узкополосных КИХ-фильтров в системе. РАН. – 2001. – № 155.
13. *Витязев В.В., Витязев С.В.* Методы синтеза узкополосного адаптивного КИХ-фильтра на основе многоскоростной обработки // Цифровая обработка сигналов. – 2007. – № 4. – С. 15-20.
14. *Bell A.E. and Carletta J.E.* Multiplierless filter Bank design: structures that improve both hardware and image compression performance // IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology. – June 2006. – Vol. 16, Issue 6.
15. *Адаптивные фильтры* / под ред. К.Ф.Н. Коузана и П.М. Гранта. – М.: Мир, 1988.
16. *Витязев В.В.* Цифровая частотная селекция сигналов. – М.: Радио и связь, 1993.
17. *Vaidyanathan P.P.* Multirate Systems and Filter Banks Prentice Hall. Englewood Cliffs NJ 1993.
18. *Зайцев А.А.* Методы построения банков цифровых фильтров: тематический обзор // Цифровая обработка сигналов. – 2003. – № 1.
19. *Витязев В.В., Зайцев А.А.* Основы многоскоростной обработки сигналов: учеб. пособие. Ч. 1 и Ч. 2. – Рязань: РГРТУ, 2005.
20. *Линович А.Ю., Витязев В.В.* Субполосная адаптивная фильтрация в задачах обратного моделирования // Цифровая обработка сигналов. – 2004. – № 4. – С. 41-48.
21. *Линович А.Ю.* Применение методов частотно временной декомпозиции при решении задач обратного моделирования // Цифровая обработка сигналов. – 2005. – № 3.
22. *Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Витязев С.В.* Способы и алгоритмы формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского облучения луча // Цифровая обработка сигналов. – 2006. – № 3.

23. Кузнецов Е.П. Методы и алгоритмы адаптивной эхо-компенсации: сравнительный анализ эффективности применения // Цифровая обработка сигналов. – 2007.
24. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1989.

REFERENCES

1. Rabiner R., Gould B. Teoriya i primeneniye tsifrovoy obrabotki signalov [Theory and application of digital signal processing]. Moscow: Mir, 1978.
2. Turulin I.I. Metod proektirovaniya tsifrovyykh rekursivnykh fil'trov s konechnoy impul'snoy kharakteristikoy s zadannymi ogibayushchey i zapolnieniem [Method for designing digital recursive filters with a finite impulse response with a given envelope and filling], *Izvestiya vuzov. Elektronika* [Izvestiya vuzov. Electronics], 1999, No. 1–2.
3. Turulin I.I. Raschet i primeneniye bystrodeystvuyushchikh tsifrovyykh rekursivnykh fil'trov s konechnoy impul'snoy kharakteristikoy: monografiya [Calculation and application of high-speed digital recursive filters with finite impulse response: monograph], ed. by L.K. Samoylova. Taganrog: Izd-vo TRTU, 1999.
4. Tsifrovye fil'try v radiosvyazi i radiotekhnike [Digital filters in radio communications and radio engineering], ed. by L.M. Gol'denberga. Moscow: Radio i svyaz', 1982.
5. Oppengeym A.V., Shafer R.V. Tsifrovaya obrabotka signalov [Digital signal processing]. Moscow: Svyaz', 1978.
6. Turulin I.I. Osnovy teorii rekursivnykh KIKh-fil'trov [Fundamentals of the theory of recursive FIR filters]. Taganrog: Izd-vo YuFU, 2016.
7. Gol'denberg L.M., Matyushkin B.D., Polyak M.N. Tsifrovaya obrabotka signalov [Digital signal processing]. Moscow: Radio i svyaz', 1990.
8. Gustafsson O., Johansson H., and Wanhammar L. Narrow-band and wideband single filter frequency masking FIR filters, *Proc. of IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, 2001.
9. Vityazev V.V. Tsifrovaya chastotnaya selektsiya signalov [Digital frequency selection of signals]. Moscow: Radio i svyaz'. 1993.
10. Rudakov P.I., Safonov V.I. Obrabotka signalov i izobrazheniy. MATLAB 5.x [Signal and image processing. MATLAB 5.x]. Moscow: DIALOG-MIFI, 2000.
11. Urovni slyshimosti [Hearing levels]. Available at: <https://digitalmusicacademy.ru/lesson-hearing-curve>.
12. Verich Yu.B. Metodika sinteza uzkopolosnykh KIKh-fil'trov v sisteme [Method for synthesizing narrow-band FIR filters in the system]. RAS, 2001, No. 155.
13. Vityazev V.V. Vityazev S.V. Metody sinteza uzkopolosnogo adaptivnogo KIKh-fil'tra na osnove mnogokorostnoy obrabotki [Methods for the synthesis of a narrow-band adaptive FIR filter based on multi-rate processing], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2007, No. 4, pp. 15-20.
14. Bell A.E. and Carletta J.E. Multiplierless filter Bank design: structures that improve both hardware and image compression performance, *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, June 2006, Vol. 16, Issue 6.
15. Adaptivnye fil'try [Adaptive filters], ed. by K.F.N. Kouena i P.M. Granta. Moscow: Mir, 1988.
16. Vityazev V.V. Tsifrovaya chastotnaya selektsiya signalov [Digital frequency selection of signals]. Moscow: Radio i svyaz', 1993.
17. Vaidyanathan P.P. Multirate Systems and Filter Banks Prentice Hall. Englewood Cliffs NJ 1993.
18. Zaytsev A.A. Metody postroeniya bankov tsifrovyykh fil'trov: tematicheskiy obzor [Methods for constructing digital filter banks: a thematic review], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2003, No. 1.
19. Vityazev V.V. Zaytsev A.A. Osnovy mnogokorostnoy obrabotki signalov: ucheb. posobie [Fundamentals of multi-rate signal processing: tutorial]. Part 1 and Part 2. Ryazan': RGRU, 2005.
20. Linovich A.Yu., Vityazev V.V. Subpolosnaya adaptivnaya fil'tratsiya v zadachakh obratnogo modelirovaniya [Subband adaptive filtering in inverse modeling problems], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2004, No. 4, pp. 41-48.
21. Linovich A.Yu. Primeneniye metodov chastotno vremennoy dekompozitsii pri reshenii zadach obratnogo modelirovaniya [Application of time-frequency decomposition methods in solving inverse modeling problems], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2005, No. 3.

22. Vityazev V.V., Kolod'ko G.N., Vityazev S.V. Sposoby i algoritmy formirovaniya radiolokatsionnogo izobrazheniya v rezhime doplerovskogo obuzheniya lucha [Methods and algorithms for forming a radar image in the Doppler beam narrowing mode], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2006, No. 3.
23. Kuznetsov E.P. Metody i algoritmy adaptivnoy ekho-kompensatsii: sravnitel'nyy analiz effektivnosti primeneniya [Methods and algorithms for adaptive echo compensation: comparative analysis of application effectiveness], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2007.
24. Uidrou B., Stirnz S. Adaptivnaya obrabotka signalov [Adaptive signal processing]. Moscow: Radio i svyaz', 1989.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор А.В. Боженюк.

Гужва Дмитрий Александрович – Южный федеральный университет; e-mail: aleksandrovich777@inbox.com; г. Таганрог, Россия; тел.: 89054571975; кафедра теоретических основ радиотехники; аспирант.

Север Константин Олегович – e-mail: remales@mail.ru; тел.: 89885467923; кафедра теоретических основ радиотехники; аспирант.

Турулин Игорь Ильич – e-mail: iiturulin@sfedu.ru; тел.: 88634371638; кафедра теоретических основ радиотехники; д.т.н.; профессор.

Guzhva Dmitry Alexandrovich – Southern Federal University; e-mail: aleksandrovich777@inbox.com; Taganrog, Russia; phone: +79054571975; the department of the theoretical foundations of radio engineering; post-graduate student.

Sever Konstantin Olegovich – e-mail: remales@mail.ru; phone: +79885467923; the department of theoretical foundations of radio engineering; post-graduate student.

Turulin Igor Ilyich – e-mail: iiturulin@sfedu.ru; phone: +78634371638; the department of theoretical foundations of radio engineering; dr. of eng. sc.; professor.

УДК 004.032

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-44-57

С.М. Гушанский, В.С. Потапов

ХАРАКТЕРИСТИКА КВАНТОВЫХ СХЕМ С ФУНКЦИОНАЛЬНЫМИ КОНФИГУРАЦИЯМИ КУБИТОВ

Статья представляет собой исследование нового подхода к систематическому анализу и классификации квантовых схем на основе функциональной конфигурации кубитов. Статья подробно рассматривает роль элементарных вентилей в изменении элементов вектора состояния и выделяет важность функциональных конфигураций кубитов в коллективной модификации квантовых состояний. Основные аспекты, рассмотренные в статье, включают характеристику квантовых схем с функциональными конфигурациями кубитов, анализ воздействия элементарных вентилей на состояние квантового вектора и определение количества возможных типов функциональных конфигураций. Результаты исследования могут иметь важное значение для оптимизации квантовых схем и улучшения понимания их общих свойств. Функциональная конфигурация кубита – это математическая структура, которая может коллективно классифицировать свойства и поведение квантовых схем. Разработка квантовых алгоритмов с эффективными квантовыми схемами была центральной частью квантовых вычислений, в которых за последние 30 лет произошёл огромный прогресс как в теоретическом, так и в экспериментальном плане. Статья представляет собой вклад в область квантовых вычислений, предоставляя систематический подход к классификации и анализу квантовых схем на основе их функциональных конфигураций кубитов. Квантовые алгоритмы представляют собой инновационный класс алгоритмов, основанных на принципах квантовой механики, и использующих кубиты вме-

сто классических битов для обработки информации. В отличие от классических алгоритмов, которые оперируют битами, принимающими значения 0 или 1, квантовые алгоритмы могут использовать принципы квантовой суперпозиции и квантового взаимодействия, что позволяет им выполнять множество вычислений одновременно. Одним из ключевых преимуществ квантовых алгоритмов является их способность решать определенные задачи гораздо более эффективно, чем классические алгоритмы. Однако, разработка и реализация квантовых алгоритмов представляют значительные технические и алгоритмические вызовы, такие как управление квантовыми состояниями, минимизация ошибок и создание устойчивых квантовых вентилей. Несмотря на эти сложности, квантовые алгоритмы предоставляют перспективные возможности для революции в области вычислений и решения проблем, которые традиционно были слишком сложными для классических компьютеров.

Моделирование; квантовый алгоритм; кубит; модель квантового компьютера; запутанность; суперпозиция; квантовый оператор.

S.M. Gushanskiy, V.S. Potapov

CHARACTERISTICS OF QUANTUM CIRCUITS WITH FUNCTIONAL CONFIGURATIONS OF QUBITS

The paper is an exploration of a new approach to the systematic analysis and classification of quantum circuits based on the functional configuration of qubits. The article examines in detail the role of elementary gates in changing the elements of the state vector and highlights the importance of functional configurations of qubits in the collective modification of quantum states. The main aspects covered in the article include the characterization of quantum circuits with functional configurations of qubits, analysis of the impact of elementary gates on the state of a quantum vector, and determination of the number of possible types of functional configurations. The results of the study could have important implications for optimizing quantum circuits and improving our understanding of their general properties. A qubit functional configuration is a mathematical structure that can collectively classify the properties and behavior of quantum circuits. The development of quantum algorithms with efficient quantum circuits has been a central part of quantum computing, which has seen enormous progress both theoretically and experimentally over the past 30 years. The paper makes a contribution to the field of quantum computing by providing a systematic approach to classify and analyze quantum circuits based on their functional qubit configurations. Quantum algorithms are an innovative class of algorithms based on the principles of quantum mechanics and using qubits instead of classical bits to process information. Unlike classical algorithms, which operate on bits that take on the values 0 or 1, quantum algorithms can use the principles of quantum superposition and quantum interaction, which allows them to perform many calculations simultaneously. One of the key advantages of quantum algorithms is their ability to solve certain problems much more efficiently than classical algorithms. However, the design and implementation of quantum algorithms pose significant technical and algorithmic challenges, such as managing quantum states, minimizing errors, and creating robust quantum gates. Despite these challenges, quantum algorithms offer promising opportunities to revolutionize computing and solve problems that have traditionally been too complex for classical computers.

Modeling; quantum algorithm; qubit; model of a quantum computer; entanglement; superposition; quantum operator.

Введение. За прошедшие годы было разработано множество квантовых алгоритмов [1], предназначенных для самых разных приложений: они включают алгоритм оценки фазы [2], алгоритм факторизации Шора [3], алгоритм Харроу-Хассидима-Ллойда для линейных систем [4], гибридные классические квантовые алгоритмы, алгоритмы квантового машинного обучения и квантовые алгоритмы для открытой квантовой динамики. Несмотря на успех, разработка эффективных квантовых схем для реализации новых квантовых алгоритмов остается случайным процессом, и систематический подход к пониманию того, как работают квантовые схемы [5], может привести к улучшению существующих алгоритмов и открытию

новых. Чтобы получить решающее преимущество перед классическими алгоритмами, квантовые схемы должны иметь сложность, которая масштабируется полиномиально, а не экспоненциально, с количеством кубитов [6]. Следовательно, проектирование квантовых схем, которые могут продемонстрировать преимущества квантовых вычислений, – это, по сути, процесс описания и идентификации особых случаев с полиномиальным масштабированием из океана общих случаев с экспоненциальным масштабированием [7]. Рассмотрим корреляцию функционала кубита с тем, как элементы вектора состояния [8] коллективно модифицируются квантовыми вентилями. В частности, любую произвольную квантовую схему можно разложить на чередующиеся последовательности однокубитных унитарных вентиляей [9] и вентиляей CNOT. Каждая последовательность CNOT [10] подготавливает текущее квантовое состояние к уровню функциональной конфигурации кубита, чтобы указать правило для следующей последовательности вентиляей с 1 кубитом о том, как коллективно изменять записи вектора состояния. Теория функциональной конфигурации кубита [11], насколько нам известно, является первой в своем роде, которая может охарактеризовать огромное количество квантовых цепей вместе с помощью конечной математики [12].

1. Теория функциональной конфигурации кубита. Вектор квантового состояния n -кубитов [13] можно записать как $|\varphi\rangle = \sum_{i=0}^{2^n-1} a_i |i\rangle$, где основание состояния

$|i\rangle$ могут быть связаны с битовыми строками (i) с i в двоичной форме [14]. Например, вектор состояния из 3 кубитов имеет 8 базовых состояний, соответствующих 8-битным строкам: (000), (001), (010), ..., (111). Набор всех этих битовых строк можно рассматривать как трехмерное линейное пространство [15] V над двоичным полем $\{0, 1\}$, и любая битовая строка может быть выражена как линейная комбинация трех базисных векторов (100), (010) и (001): $v = q_1, q_2, q_3 = q_1(100) + q_2(010) + q_3(001)$, где коэффициенты q_i принимают значения 0 или 1, а сложение «+» – это побитовое сложение по модулю 2. Теперь по теории линейных векторных пространств двойственное пространство V^* к V формируется линейными функционалами над V : $f(v) = f(q_1, q_2, q_3) = g_1q_1 \oplus g_2q_2 \oplus g_3q_3$. Здесь три базисных функционала [16]: $f(1)(q_1, q_2, q_3) = q_1$, $f(2)(q_1, q_2, q_3) = q_2$, $f(3)(q_1, q_2, q_3) = q_3$, коэффициенты g принимают значения 0 или 1, а « \oplus » – сложение по модулю 2. Мы связали каждый функционал с условием «0», которое задает поднабор строк битов, и изучили пространство квантовых условий, порожденное этими условиями «0». Мы называем эти функционалы «функционалами кубитов» (потому что они являются функционалами от значений кубитов) и фокусируемся на их роли в том, как записи векторов квантового состояния коллективно модифицируются квантовыми вентилями.

2. Роль элементарных вентиляей в изменении элементов вектора состояния. Универсальность квантовых схем говорит о том, что любую унитарную операцию [17] можно разложить на последовательность 1-кубитных унитарных операций и вентиляей CNOT. Рассмотрим произвольное n -кубитное квантовое состоя-

ние $|\varphi_1\rangle = \sum_{i=0}^{2^n-1} a_i |i\rangle$ в качестве отправной точки, если применим 1-кубитные унитар-

ные единицы U_k только без вентиляей CNOT, то к каждому кубиту q можно применить не более одного U_k без избыточности. Это потому что все U_k на разных q_k моделируется так, что если, например U_1 уже был применен к q_1 , то любой

дополнительный унитарный V_1 , примененный к q_1 в любой точке после U_1 , будет эквивалентен одному вентилю $W_1 = V_1 U_1$, примененному к q_1 , таким образом, применение более одного вентиля к одному и тому же кубиту является избыточным и может быть сократилось до одних вентилях. Далее для анализа состояния фактических эффектов однокубитных унитарных единиц [18], изучаем трехкубитное состояние $|\varphi_1\rangle = \sum_{i=0}^7 a_i |i\rangle$ без ограничения общности:

$$\varphi_1 = \begin{matrix} 000 \\ 001 \\ 010 \\ 011 \\ 100 \\ 101 \\ 110 \\ 111 \end{matrix} \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \\ a_7 \end{pmatrix} \rightarrow U_1 \varphi_1 = \begin{pmatrix} u_1 a_0 + u_2 a_4 \\ u_1 a_1 + u_2 a_5 \\ u_1 a_2 + u_2 a_6 \\ u_1 a_3 + u_2 a_7 \\ u_2 a_0 - u_1 a_4 \\ u_2 a_1 - u_1 a_5 \\ u_2 a_2 - u_1 a_6 \\ u_2 a_3 - u_1 a_7 \end{pmatrix}; \quad U_2 \varphi_1 = \begin{pmatrix} u_1 a_0 + u_2 a_2 \\ u_1 a_1 + u_2 a_3 \\ u_2 a_0 - u_1 a_2 \\ u_2 a_1 - u_1 a_3 \\ u_1 a_4 + u_2 a_6 \\ u_1 a_5 + u_2 a_7 \\ u_2 a_4 - u_1 a_6 \\ u_2 a_5 - u_1 a_7 \end{pmatrix}; \quad U_3 \varphi_1 = \begin{pmatrix} u_1 a_0 + u_2 a_1 \\ u_2 a_0 - u_1 a_1 \\ u_1 a_2 + u_2 a_3 \\ u_2 a_2 - u_1 a_3 \\ u_1 a_4 + u_2 a_5 \\ u_2 a_4 - u_1 a_5 \\ u_1 a_6 + u_2 a_7 \\ u_2 a_6 - u_1 a_7 \end{pmatrix} \quad (1)$$

где 1-кубитный U_k имеет ту же основную форму $U = \begin{pmatrix} u_1 & u_2 \\ u_3 & -u_1 \end{pmatrix}$, применяющуюся к k -му кубиту q_k : т.е. $U_1 = U \otimes I \otimes I$, $U_2 = I \otimes U \otimes I$, $U_3 = I \otimes I \otimes U$ считаются вещественными для более ясных обозначений; это допущение не приводит к потере общности рассуждений и результатов ниже, поскольку по сравнению с использованием комплексных чисел видим, что U_1 соединяет a_0 с a_4 , a_1 с a_5 , a_2 с a_6 и a_3 с a_7 . Когда концентрируемся на одной паре, например a_0 и a_4 , эффект U_1 эквивалентен

$$U \begin{pmatrix} a_0 \\ a_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_1 a_0 + u_2 a_4 \\ u_2 a_0 - u_1 a_4 \end{pmatrix}, \quad (2)$$

поэтому можем сказать, что a_0 играет роль «0» в этом двумерном подпространстве, а a_4 играет роль «1». Теперь видим, что эффект U_1 заключается в разделении общего пространства на четыре двумерных подпространства, а затем изменяем элементы в парах $[(a_0, a_4), (a_1, a_5), (a_2, a_6), (a_3, a_7)]$, где 1-я запись в каждой скобке считается «0», а 2-я запись считается «1». Точно так же эффект U_2 может быть представлен как $[(a_0, a_2), (a_1, a_3), (a_4, a_6), (a_5, a_7)]$, а эффект U_3 может быть представлен как $[(a_0, a_1), (a_2, a_3), (a_4, a_5), (a_6, a_7)]$. U_1 , U_2 и U_3 могут применяться одновременно, но они сохраняют отдельные эффекты при рассмотрении отдельных гейтов. Теперь для $U_1 [(a_0, a_4), (a_1, a_5), (a_2, a_6), (a_3, a_7)]$ означает, что разделили все пространство на два полупространства с базисными состояниями с $q_1 = 0$: $\{|000\rangle \sim a_0, |001\rangle \sim a_1, |010\rangle \sim a_2, |011\rangle \sim a_3\}$ против $q_1 = 1$: $\{|100\rangle \sim a_4, |101\rangle \sim a_5, |110\rangle \sim a_6, |111\rangle \sim a_7\}$; затем мы соединяем каждый термин $q_1 = 0$ с уникальным термином $q_1 = 1$ и смешиваем их, чтобы получить, например

$$U \begin{pmatrix} a_0 \\ a_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_1 a_0 + u_2 a_4 \\ u_2 a_0 - u_1 a_4 \end{pmatrix} \quad \text{или} \quad U \begin{pmatrix} a_1 \\ a_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_1 a_1 + u_2 a_5 \\ u_2 a_1 - u_1 a_5 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Наконец вернем все эти пары в нужное место. Получаем векторный результат $U_1 \varphi_1$. Точно так же U_2 делит все пространство на два полупространства с базисными состояниями с $q_2 = 0$ по сравнению с $q_2 = 1$, а U_3 разделяет на полупространства с $q_3 = 0$ по сравнению с $q_3 = 1$.

$$\varphi_1 = \begin{pmatrix} 000 & a_0 \\ 001 & a_1 \\ 010 & a_2 \\ 011 & a_3 \\ 100 & a_4 \\ 101 & a_5 \\ 110 & a_6 \\ 111 & a_7 \end{pmatrix} \xrightarrow{CNOT_{1 \rightarrow 2}} \begin{pmatrix} 000 & a_0 \\ 001 & a_1 \\ 010 & a_2 \\ 011 & a_3 \\ 100 & a_6 \\ 101 & a_7 \\ 110 & a_4 \\ 111 & a_5 \end{pmatrix} \xrightarrow{CNOT_{2 \rightarrow 3}} \varphi'_1 = \begin{pmatrix} 000 & a_0 \\ 001 & a_1 \\ 010 & a_3 \\ 011 & a_2 \\ 100 & a_6 \\ 101 & a_7 \\ 110 & a_5 \\ 111 & a_4 \end{pmatrix} \quad (4)$$

В уравнении (4) применяем $CNOT_{1 \rightarrow 2}$, а затем $CNOT_{2 \rightarrow 3}$ для получения φ'_1 , где $i \rightarrow j$ в нижних индексах означает, что q_i – это контроль, а q_j – цель. Изучая таблицу истинности вентилей CNOT, $CNOT_{1 \rightarrow 2}$ вычисляет $q1 \oplus q2$ и сохраняет его значение в $q2$, а затем $CNOT_{2 \rightarrow 3}$ вычисляет $q1 \oplus q2 \oplus q3$ и сохраняет свое значение в $q3$. Другими словами, после применения $CNOT_{1 \rightarrow 2}$ и $CNOT_{2 \rightarrow 3}$ значение $q2$ теперь представляет собой значение $q1 \oplus q2$, а значение $q3$ теперь представляет значение $q1 \oplus q2 \oplus q3$ по сравнению с состоянием ϕ_1 перед применением двух вентилей CNOT. Поскольку $q1 \oplus q2$, и $q1 \oplus q2 \oplus q3$ являются линейными функционалами в V^* , можем понимать вектор ϕ' как имеющий функциональную конфигурацию $f1 = q1, f2 = q1 \oplus q2, f3 = q1 \oplus q2 \oplus q3$ по сравнению с ϕ_1 , имеющему $f1 = q1, f2 = q2, f3 = q3$. Теперь предсказываем, что если сейчас применим унитарные единицы с 1 кубитом к ϕ' , U1 по-прежнему будет разделять общее пространство на два полупространства на базисных состояниях с $q1 = 0$ по сравнению с $q1 = 1$. U2 теперь разделится на два полупространства с $q1 \oplus q2 = 0$ против $q1 \oplus q2 = 1$, а U3 разделится на два полупространства с $q1 \oplus q2 \oplus q3 = 0$ против $q1 \oplus q2 \oplus q3 = 1$. Действительно, это предсказание проверяется путем выполнения ϕ' таким же образом, как в уравнении (1):

$$\varphi'_1 = \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_3 \\ a_2 \\ a_6 \\ a_7 \\ a_5 \\ a_4 \end{pmatrix} \rightarrow U_1 \varphi'_1 = \begin{pmatrix} u_1 a_0 + u_2 a_6 \\ u_1 a_1 + u_2 a_7 \\ u_1 a_3 + u_2 a_5 \\ u_1 a_2 + u_2 a_4 \\ u_2 a_0 - u_1 a_6 \\ u_2 a_1 - u_1 a_7 \\ u_2 a_3 - u_1 a_5 \\ u_2 a_2 - u_1 a_4 \end{pmatrix}; U_2 \varphi'_1 = \begin{pmatrix} u_1 a_0 + u_2 a_3 \\ u_1 a_1 + u_2 a_2 \\ u_2 a_0 - u_1 a_3 \\ u_2 a_1 - u_1 a_2 \\ u_1 a_6 + u_2 a_5 \\ u_1 a_7 + u_2 a_4 \\ u_2 a_6 - u_1 a_5 \\ u_2 a_7 - u_1 a_4 \end{pmatrix}; U_3 \varphi'_1 = \begin{pmatrix} u_1 a_0 + u_2 a_1 \\ u_2 a_0 - u_1 a_1 \\ u_1 a_3 + u_2 a_2 \\ u_2 a_3 - u_1 a_2 \\ u_1 a_6 + u_2 a_7 \\ u_2 a_6 - u_1 a_7 \\ u_1 a_5 + u_2 a_4 \\ u_2 a_5 - u_1 a_4 \end{pmatrix} \quad (5)$$

В уравнении (3) видим, что эффект U1 равен [(a0, a6), (a1, a7), (a2, a4), (a3, a5)] с теми же элементами «0» и «1», но с разными парами из предыдущего набора [(a0, a4), (a1, a5), (a2, a6), (a3, a7)]. С другой стороны, эффект U2 таков [(a0, a3), (a1, a2), (a6, a5), (a7, a4)], где «0» элементов теперь равны {a0, a1, a6, a7} – эти элементы исходного вектора ϕ_1 (не ϕ') соответствуют $\{|000\rangle \sim a_0, |001\rangle \sim a_1, |110\rangle \sim a_6, |111\rangle \sim a_7\}$, так что действительно для этих элементов $q1 \oplus q2 = 0$. Точно так же эффект U3 [(a0, a1), (a3, a2), (a6, a7), (a5, a4)], где «0» элементы равны {a0, a3, a6, a5}, которые соответствуют $q1 \oplus q2 \oplus q3 = 0$ в исходном векторе ϕ_1 .

3. Характеристика квантовых схем с функциональными конфигурациями. Теперь, когда получили эти результаты, можно представить идею использования функциональных конфигураций кубитов для характеристики квантовых схем. Начиная с произвольного начального состояния [19] функциональную конфигурацию кубита $|\varphi_1\rangle = \sum_{i=0}^7 a_i |i\rangle$ можно рассматривать как наборы с функциональной

конфигурацией кубита. Пока не задействован вентиль CNOT, эта традиционная конфигурация остается в силе и определяет уникальное правило для всех возможных однокубитных унитарных единиц: какие записи считаются «0», которые счи-

таются «1», и как записи «0» и «1» объединяются в пары для каждого U_k . Пока конфигурация остается на месте, максимальное количество $n = 3U_k$ может быть применено с одним унитаром на каждый кубит, и любой дополнительный унитар с 1 кубитом будет избыточным. После того, как последняя U_k в этой конфигурации применяется и до того, как вычисляется первый CNOT, состояние изменится на $|\varphi_2\rangle = \sum_{i=0}^7 b_i |i\rangle$ с новыми записями в векторе состояния. Теперь предположим, что применяется последовательность вентилей CNOT прямо перед тем, как происходит следующее U_k , записи не изменяются, а только перемешиваются, это создает новый уровень функциональной конфигурации, такой как $f1 = q1$, $f2 = q1 \oplus q2$, $f3 = q1 \oplus q2 \oplus q3$, рассмотренные выше. Этот второй уровень функциональной конфигурации, который сейчас используется, определяет свое собственное уникальное правило для всех возможных однокубитных унитарных единиц, которые происходят после, но до применения следующего вентиля CNOT. Повторяя этот процесс, можем анализировать любые произвольные квантовые схемы следующим образом. На рис. 1 произвольная квантовая схема может быть разложена на чередующиеся последовательности 1-кубитных элементов U_k и CNOT. Каждая последовательность CNOT подготавливает текущее квантовое состояние в новый уровень функциональной конфигурации кубита, чтобы указать правило для следующей последовательности U_k о том, как общее пространство должно быть разделено на элементы «0» и «1» и как «0» и «1» записи парные. В частности, любой U_k находит соответствующие записи «0» и «1» в соответствии с k -м функционалом f_k , а шаблон спаривания определяется всей функциональной конфигурацией. После завершения этой последовательности U_k непосредственно перед началом следующей последовательности CNOT, создается квантовое состояние с новыми элементами, которое затем можно использовать в качестве начального состояния для следующей итерации. Этот процесс можно повторять много раз до тех пор, пока не будет достигнут конец схемы, где последний уровень функциональной конфигурации задает правило для результирующей последовательности U_k для создания конечного состояния [20]. Вместе все слои функциональных конфигураций образуют последовательность конфигураций, позволяющую определить тип квантовых схем. Разложение произвольной квантовой схемы на вентили с 1 кубитом и вентили CNOT предназначено для создания функциональных конфигураций кубита, т.е. это только для теоретического анализа и, таким образом, не увеличивает нагрузку на реализацию схем.

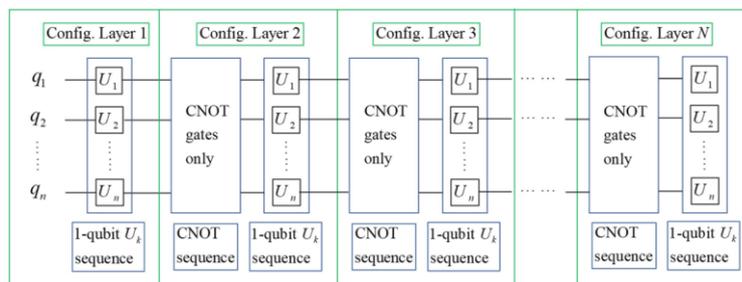


Рис. 1. Графическая иллюстрация произвольной квантовой схемы, проанализированной с использованием нескольких слоев функциональных конфигураций кубитов

Используем символ U_k для обозначения «любого 1-кубитного вентиля на k -м кубите», таким образом, U_k не является конкретным вентилем и может представлять разные 1-кубитные вентили на разных уровнях. Глубина последовательности полиномиальна, т.е. если длина исходной квантовой схемы полиномиально масштабируется с количеством кубитов, то и последовательность декомпозиции также полиномиально масштабируется. Это означает, что можем эффективно классифицировать и охарактеризовать любую полиномиальную квантовую схему с помощью нашего метода функциональной конфигурации кубита. Далее продемонстрируем применение картины функциональной конфигурации на рис. 1 для анализа аппаратно-эффективных анзацев [21], которые широко используются в вариационных квантовых алгоритмах. Функциональная конфигурация кубита №1:

$$\begin{aligned} f1 &= q2 \oplus q3 \oplus q4 \oplus q5 \oplus q6, f2 = q1 \oplus q2, f3 = \\ &= q1 \oplus q2 \oplus q3, f4 = q1 \oplus q2 \oplus q3 \oplus q4. \end{aligned} \quad (6)$$

$$f5 = q1 \oplus q2 \oplus q3 \oplus q4 \oplus q5, f6 = q1 \oplus q2 \oplus q3 \oplus q4 \oplus q5 \oplus q6. \quad (7)$$

Функциональная конфигурация кубита №2:

$$\begin{aligned} f1 &= q1 \oplus q2, f2 = q2, f3 = q1 \oplus q2 \oplus q3, f4 = q2 \oplus q4, f5 = \\ &= q4 \oplus q5 \oplus q6, f6 = q6. \end{aligned} \quad (8)$$

В уравнениях (6, 7) и (8) различия между двумя анзацами соответствуют функциональными конфигурациями кубитов. Например, в уравнении (8) $f2$ и $f6$ по-прежнему сохраняют свои начальные значения $q2$ и $q6$, а в уравнении (7) изменены все функционалы кубитов. В общем, кубитовые функционалы в уравнении (7) содержат больше кубитных членов [22], чем в уравнении (8), поэтому следует ожидать, что кубиты схемы на рис. 2 будут более взаимосвязаны, чем кубиты на рис. 3. В этом конкретном случае анзацы будут повторять одну и ту же функциональную конфигурацию для всех последующих слоев; однако, если применим теорию к другим типам квантовых схем, таким как схема квантового преобразования Фурье [23], каждый уровень может иметь различную функциональную конфигурацию, и вся последовательность конфигурационных уровней характеризует схему. До сих пор сравнение уравнений (6, 7) и (8) фокусируются на структурных различиях между двумя функциональными коннекторами кубитов. Для любой квантовой схемы можем сгенерировать уровни функциональной конфигурации кубита, анализируя квантовые элементы один за другим. Это означает, что стоимость применения метода к данной квантовой схеме должна быть сравнима с длиной схемы, которая может быть полиномиальной или экспоненциальной по количеству кубитов. Действительно, функциональная конфигурация кубита описывает характерные свойства квантовой схемы и, следовательно, должна иметь такое же масштабирование сложности, как и сама схема. Изучение квантовых схем с точки зрения типов функциональной конфигурации кубита имеет ряд преимуществ:

1. Поскольку процесс является совершенно общим, любая произвольная квантовая схема может быть проанализирована с помощью этой картины и, таким образом, принадлежит к одному из типов, определяемых последовательностью функциональных конфигураций.

2. Для любого конкретного уровня функциональной конфигурации можно применять без избыточности максимальное количество n 1-кубитных унитарных единиц, по одной унитарной единице на каждый кубит. Кроме того, количество вентилей CNOT, необходимых для достижения любой заданной функциональной

конфигурации, также ограничено. Следовательно, общая длина L [24] квантовой схемы тесно связана с общим количеством N слоев функциональной конфигурации в схеме. Другими словами, картина функциональной конфигурации отражает важное свойство сложности схемы.

3. Любая конкретная последовательность функциональных конфигураций содержит характеристическую информацию о том, как элементы вектора состояния коллективно модифицируются унитарными единицами из 1 кубита, не фиксируя фактические последовательности U_k – это позволяет нам сгруппировать большой набор квантовых схем вместе должны быть отнесены к одному типу, определяемому последовательностью функциональной конфигурации. Фактически, поскольку параметры любого однокубитного унитарного устройства могут непрерывно изменяться в области комплексных чисел, существует бесчисленное множество возможных квантовых цепей заданной длины. Однако для последовательности функциональных конфигураций заданной длины существует только конечное число возможных последовательностей, поэтому можем классифицировать несчетно бесконечный набор с конечным числом типов. Любой конкретный тип квантовых схем имеет свою уникальную последовательность функциональных конфигураций, и каждый уровень функциональной конфигурации определяет уникальный способ, которым однокубитные унитарные схемы работают с элементами вектора состояния. Двойственность между линейным функциональным пространством V^* и пространством битовых строк V приводит к однозначному соответствию между каждым функционалом и уникальным разделением битовых строк, определяемым двумя заданными полумножествами, установив «0» и «1» для функционального значения соответственно. Когда U_k воздействует на q_k , разбиение f_k указывает, какие элементы равны «0», а какие – «1», в то время как разбиения всех других функционалов определяют, как элементы «0» сочетаются с элементами «1». Следовательно, если конкретный функционал f_k появляется в одной конфигурации, но не появляется в другой, то 1-кубитные унитарии [25] будут вести себя по-разному в двух конфигурациях, и, таким образом, две квантовые схемы с разными типами конфигураций будут иметь разные характеристики. Однако, когда несколько уровней конфигураций присутствует, то каждая соответствующая конфигурация должна переставляться таким же образом, чтобы эта эквивалентность сохранялась. Например $f_1, f_2, f_3 \rightarrow f_4, f_5, f_6$ эквивалентно $f_3, f_1, f_2 \rightarrow f_6, f_4, f_5$, но не $f_3, f_1, f_2 \rightarrow f_4, f_6, f_5$. Отсюда можем заключить, что типы квантовых цепей, определяемые различными последовательностями функциональных конфигураций, в общем случае не пересекаются друг с другом. Последовательность позиций часто сталкивается с проблемой наличия нескольких последовательностей вентилях, которые производят одну и ту же общую унитарную операцию, а это означает, что последовательности вентилях не однозначно характеризуют квантовые схемы. Однако в картине функциональной конфигурации все эти «эквивалентные» последовательности вентилях должны создавать одну и ту же последовательность функциональной конфигурации, а типы, определяемые последовательностями функциональной конфигурации, однозначно характеризуют квантовые схемы.

4. Количество возможных типов функциональной конфигурации. Теперь возникает естественный вопрос: сколько существует возможных типов функциональной конфигурации для одного слоя и для фиксированного числа слоев. Для одного слоя, поскольку функциональное пространство двойственно пространству битовых строк с 2^n элементами, имеется 2^n функционалов. За исключением

функционала «0», есть $2^n - 1$ на выбор и n мест для их размещения. Самым наивным подсчетом было бы $(2^n - 1)^n$, но не все из них являются допустимыми конфигурациями. Чтобы увидеть это первое замечание, что невозможно, чтобы повторяющиеся функциональные возможности появлялись в двух или более разных местах. Если есть конфигурация $f_1, f_2 = f_1, f_3, \dots, f_n$, то вектор состояния будет иметь только элементы, связанные с базисными состояниями $|00\dots\rangle$ и $|11\dots\rangle$, но не $|01\dots\rangle$ и $|10\dots\rangle$ (половина всех размерностей потеряна для вектора состояния), и это не всегда может быть выполнено, когда начальное состояние выбрано произвольно. Оказывается, это правило неповторяемости является частным примером более общего условия допустимых конфигураций: для конфигурации $f_1, f_2, f_3, \dots, f_n$ ни одна из f_k для $k = 1, 2, \dots, n$ может быть суммой любого числа других функционалов. Это потому, что в противном случае, если, например, $f_7 = f_1 + f_2 + f_5$, то значение f_7 больше не является свободным, так что подпространство, определяемое f_1, f_2, f_5, f_7 , становится f_1, f_2, f_5 , и половина измерений потеряна для вектора состояния. Когда мы рассматриваем функционалы как элементы линейного пространства V^* , то требование, чтобы любой f_k не был суммой любого числа других функционалов, является одним и тем же требованием линейной независимости для всех f_k для $k = 1, 2, \dots, n$ таких, что $\sum_{k=1}^n c_k f_k = 0$ имеет только тривиальное

решение всех равно 0. Эта линейная независимость автоматически обеспечивается за счет использования CNOT-вентилей для создания функциональных конфигураций. Чтобы увидеть это, начните с любой конфигурации $f_1, f_2, f_3, \dots, f_n$ со всеми линейно независимыми функционалами, затем применение $CNOT_{j \rightarrow h}$ заменит f_h на $f_j + f_h$, который по-прежнему линейно независим от всех других функционалов. Таким образом, любой вентиль CNOT не может нарушить линейную независимость, начиная с линейной независимости. Начальная конфигурация любой квантовой схемы такова: $f_1 = q_1, f_2 = q_2, f_3 = q_3, \dots, f_n = q_n$, которая имеет линейную независимость для всех функционалов, так что любая последовательность CNOT автоматически обеспечивает линейную независимость. Теперь вернемся к подсчету возможных конфигураций для одного слоя, учитывая линейную независимость, есть $2^n - 1$ вариантов для f_1 , $2^n - 2$ для f_2 , ..., для f_k имеется N_f вариантов:

$$N_f(k, n) = 2^n - 1 - \sum_{i=1}^{k-1} C(k-1, i) = 2^n - 2^{k-1}. \quad (9)$$

Таким образом, общее возможное количество конфигураций для одного слоя:

$$N_c(n) = \prod_{k=1}^n N_f(k, n) = \prod_{k=1}^n (2^n - 2^{k-1}). \quad (10)$$

Теперь о нескольких слоях, для ясности усиливаем определение слоев функциональных конфигураций. Начнем с начального состояния ϕ_1 и начальной конфигурации $f_1 = q_1, f_2 = q_2, f_3 = q_3, \dots, f_n = q_n$, если первый применяемый вентиль является унитарным с 1 кубитом в качестве первого слоя рассматриваем начальную конфигурацию; если первый вентиль является вентиляем CNOT (т.е. случай, полученный удалением первой последовательности U_k и объединением первых двух блоков), рассматриваем конфигурацию, созданную первой последовательностью CNOT, как первый слой. После того, как первый уровень установлен, можно

применить последовательность 1-кубитных унитаров в соответствии с правилом, установленным этой конфигурацией, и до тех пор, пока нет вентиля CNOT, система остается на первом уровне. Непосредственно перед следующей последовательностью CNOT состояние изменяется на ϕ_2 , а конфигурация сбрасывается на $f_1 = q_1, f_2 = q_2, f_3 = q_3, \dots, f_n = q_n$. Теперь применяется следующая последовательность CNOT, и прямо перед следующим 1-кубитной унитарной последовательности создаем конфигурацию второго слоя, которая остается на месте до следующей CNOT последовательности. Последующие слои могут быть определены соответствующим образом. Требуем, чтобы все слои после первого не могли быть начальной конфигурацией $f_1 = q_1, f_2 = q_2, f_3 = q_3, \dots, f_n = q_n$ – иначе после сброса не применяется вентиль CNOT, и мы можем комбинировать этот слой с предыдущий – тогда общее возможное количество типов, определяемых N слоями функциональных конфигураций, равно:

$$N_t(n, N) = \frac{N_c(n)(N_c(n)-1)^{N-1}}{n!} = \frac{\prod_{k=1}^n (2^n - 2^{k-1}) [\prod_{k=1}^n (2^n - 2^{k-1}) - 1]^{N-1}}{n!} \quad (11)$$

где $N_c(n)(N_c(n)-1)^{N-1}$ учитывает требование «все слои после первого не могут быть начальной конфигурацией», а $n!$ учитывает эквивалентность из-за перестановки функционалов в первом слое. Чтобы получить конкретное представление о N_t , для 5-кубитная система (подобная простейшим квантовым устройствам IBM [26], но с неограниченной связью между кубитами) на 1 уровне функциональной конфигурации включает:

$$N_t(5,1) = \frac{\prod_{k=1}^5 (2^5 - 2^{k-1})}{5!} = 83328 \quad (12)$$

$$N_t(5,3) = \frac{\prod_{k=1}^5 (2^5 - 2^{k-1}) [\prod_{k=1}^5 (2^5 - 2^{k-1}) - 1]^{3-1}}{5!} = 8.3317 \times 10^{18} \quad (13)$$

Таким образом, число типов N_t может быть гигантским даже при весьма малых значениях n и N , но это разумно, поскольку мы рассматриваем все возможные квантовые схемы на n кубитах и N слоях с конечным числом типов. На самом деле гигантское число N_t иллюстрирует огромный потенциал квантовых вычислений, поскольку небольшое количество кубитов может поддерживать такое огромное разнообразие квантовых схем на нескольких слоях. Общее количество вентиляей, необходимых для реализации любой из N_t возможных функциональных конфигураций, является полиномиальным как по количеству кубитов, так и по количеству кубитов. Это означает, что все N_t функциональных конфигураций могут быть эффективно достигнуты с помощью полиномиальной схемы, если номер слоя N полиномиален по n – следовательно, хотя N_t является гигантским, пока N полиномиально, мы действительно классифицируем все полиномиальные схемы, которые возможны с уравнением (8), так что классификация соответствует нашей практической потребности в квантовых вычислениях для разработки полиномиальных схем, которые могут быть эффективно реализованы.

Заключение. Теория функциональной конфигурации кубита представляет собой новый и перспективный подход к систематическому анализу и классификации квантовых схем. Развитие квантовых вычислений в последние десятилетия привело к значительному увеличению количества разработанных квантовых алгоритмов, предназначенных для различных задач. Однако, несмотря на успехи, остается вызов в разработке эффективных квантовых схем для реализации новых алгоритмов. В работе был предложен подход, основанный на функциональной конфигурации кубита, который позволяет классифицировать квантовые схемы и систематически исследовать их общие свойства. Теория функциональной конфигурации кубита описывает взаимосвязь между функционалами кубитов и тем, как элементы вектора состояния коллективно модифицируются квантовыми вентилями. Данная теория имеет потенциальное значение для оптимизации квантовых схем, поскольку позволяет систематически находить минимальные последовательности декомпозиции вентилей для заданных квантовых схем. Результаты этой работы могут быть применены для улучшения существующих алгоритмов и разработки новых, что содействует продвижению в области квантовых вычислений.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Calderbank A.R., Shor P.W.* Good quantum error-correcting codes exist // *Phys. Rev. A.* – 1996. – Vol. 54. – P. 1098-1106;
2. *Linke N.M., Gutierrez M., Landsman K.A., et al.* Fault-tolerant quantum error detection // *Science Advances.* – 2017. – 3 (10). – P. e1701074. Available from: <https://doi.org/10.1126/sciadv.1701074>;
3. *Vuillot C.* Is error detection helpful on IBM 5q chips? // *Quantum Information and Computation.* – 2018. – Vol. 18, No. 11-12. – P. 0949-0964.
4. *Harper R., Flammia S.T.* Fault-tolerant logical gates in the IBM quantum experience // *Phys Rev Lett.* – 2019. – 122, 080504. Available from: <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevLett.122.080504>.
5. *Wootton J.R., Loss D.* Repetition code of 15 qubits // *Physical Review A.* – 2018. – 97 (5). Available from: <https://doi.org/10.1103/physreva.97.052313>.
6. *Aspuru-Guzik A., Dutoi A.D., Love P.J., et al.* Simulated quantum computation of molecular energies // *Science.* – 2005. – 309 (5741). – P. 1704-1707. Available from: <https://science.sciencemag.org/content/309/5741/1704>.
7. *Knill M., Laflamme R., and Zurek W.* Threshold accuracy for quantum computation. – *quantph/9610011*, 15 Oct 1996.
8. *Гушанский С.М., Потапов В.С.* Методика разработки и построения квантовых алгоритмов // *Информатизация и связь.* – 2017. – № 3. – С. 101-104.
9. *Гушанский С.М., Поленов М.Ю., Потапов В.С.* Реализация компьютерного моделирования системы с частицей в одномерном и двухмерном пространстве на квантовом уровне // *Известия ЮФУ. Технические науки.* – 2017. – № 3. – С. 223-233.
10. *Гузик В.Ф., Гушанский С.М., Потапов В.С.* Количественные характеристики степени запутанности // *Известия ЮФУ. Технические науки.* – 2016. – № 3. – С. 76-86.
11. *Kleppner D., Kolenkow R.* An Introduction to Mechanics (Second ed.). – Cambridge: Cambridge University Press, 2014. – 49 p.
12. *Потапов В.С., Гушанский С.М.* Квантовые типы ошибок и методы их устранения, зависимость ошибки от меры и чистоты запутанности // *Сб. трудов XIV Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов ИТСАНУ-2016.* – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2016. – Т. 3. – С. 123-129.
13. *Gushansky S., Rykhovskiy V., Kozlovskiy A., Potapov V.* Development of a scheme of a hardware accelerator of quantum computing for correction quantum types of errors // *The 4-th Computational Methods in Systems and Software 2020, Czech Republic.* – P. 64-73.
14. *Hales S. Hallgren.* An improved quantum Fourier transform algorithm and applications // *Proceedings of the 41st Annual Symposium on Foundations of Computer Science, November 12–14, 2000.* – P. 515.

15. Guzik V., Gushanskiy S., Polenov M., Potapov V. Complexity Estimation of Quantum Algorithms Using Entanglement Properties // 16th International Multidisciplinary Scientific GeoConference, Bulgaria, 2016. – P. 20-26.
16. Guzik V., Gushanskiy S., Polenov M., Potapov V. Models of a quantum computer, their characteristics and analysis // 9th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT). – Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2015. – P. 583-587.
17. Collier D. The Comparative Method / In: Finifter A.W. (ed.) // Political Sciences: The State of the Discipline II. American Science Association. Washington, DC, 1993. – P. 105-119.
18. Olukotun K. Chip Multiprocessor Architecture – Techniques to Improve Throughput and Latency. – Morgan and Claypool Publishers, San Rafael, 2007.
19. Raedt K.D., Michielsen K., De Raedt H., Trieu B., Arnold G., Marcus Richter, Th Lip-pert, Watanabe H., and Ito N. Massively parallel quantum computer simulator // Computer Physics Communications. – 176. – P. 121-136.
20. Williams C.P. Explorations in Quantum Computing // Texts in Computer Science. Chapter 2. Quantum Gates. – Springer, 2011. – P. 51-122.
21. Potapov V., Gushanskiy S., Guzik V., Polenov M. The Computational Structure of the Quantum Computer Simulator and Its Performance Evaluation // In: Software Engineering Perspectives and Application in Intelligent Systems. Advances in Intelligent Systems and Computing. – Springer, 2019. – Vol. 763. – P. 198-207.
22. Bennett C.H., Shor P.W., Smolin J.A., Thapliyal A.V. Entanglement-assisted Capacity of a Quantum Channel and the Reverse Shannon Theorem // IEEE Transactions on Information Theory. – 2002. – 48. – P. 2637-2655.
23. Milner R.G. A Short History of Spin. In: Contribution to the XV International Workshop on Polarized Sources, Targets, and Polarimetry. – Charlottesville, Virginia, USA, September 9–13, 2013. – arXiv:1311.5016 (2013).
24. Hallgren H.S. An improved quantum Fourier transform algorithm and applications // In: Proceedings of the 41st Annual Symposium on Foundations of Computer Science, Redondo Beach, CA, IEEE, 2000. – P. 515.
25. Boneh D., Zhandry M. Quantum-secure message authentication codes // In: Proceedings of Eurocrypt. – 2013. – P. 592-608.
26. Potapov V., Gushansky S., Guzik V., Polenov M. Architecture and Software Implementation of a Quantum Computer Model // In: Advances in Intelligent Systems and Computing. – Springer, 2016. – Vol. 465. – P. 59-68.

REFERENCES

1. Calderbank A.R., Shor P.W. Good quantum error-correcting codes exist, *Phys. Rev. A*, 1996, Vol. 54, pp. 1098-1106;
2. Linke N.M., Gutierrez M., Landsman K.A., et al. Fault-tolerant quantum error detection, *Science Advances*, 2017, 3 (10), pp. e1701074. Available from: <https://doi.org/10.1126/sciadv.1701074>;
3. Vuillot C. Is error detection helpful on IBM 5q chips?, *Quantum Information and Computation*, 2018, Vol. 18, No. 11-12, pp. 0949-0964.
4. Harper R., Flammia S.T. Fault-tolerant logical gates in the IBM quantum experience, *Phys. Rev. Lett.*, 2019, 122, 080504. Available from: <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevLett.122.080504>.
5. Wootton J.R., Loss D. Repetition code of 15 qubits, *Physical Review A*, 2018, 97 (5). Available from: <https://doi.org/10.1103/physreva.97.052313>.
6. Aspuru-Guzik A., Dutoi A.D., Love P.J., et al. Simulated quantum computation of molecular energies, *Science*, 2005, 309 (5741), pp. 1704-1707. Available from: <https://science.sciencemag.org/content/309/5741/1704>.
7. Knill M., Laflamme R., and Zurek W. Threshold accuracy for quantum computation. *quantph/9610011*, 15 Oct 1996.
8. Gushanskiy S.M., Potapov V.S. Metodika razrabotki i postroeniya kvantovykh algoritmov [Methodology for the development and construction of quantum algorithms], *Informatizatsiya i svyaz'* [Informatization and communication], 2017, No. 3, pp. 101-104.

9. Gushanskiy S.M., Polenov M.Yu., Potapov V.S. Realizatsiya komp'yuternogo modelirovaniya sistemy s chastitsey v odnomernom i dvukhmernom prostranstve na kvantovom urovne [Implementation of computer simulation of a system with a particle in one-dimensional and two-dimensional space at the quantum level], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2017, No. 3, pp. 223-233.
10. Guzik V.F., Gushanskiy S.M., Potapov V.S. Kolichestvennyye kharakteristiki stepeni zaputannosti [Quantitative characteristics of the degree of entanglement], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2016, No. 3, pp. 76-86.
11. Kleppner D., Kolenkow R. An Introduction to Mechanics (Second ed.). Cambridge: Cambridge University Press, 2014, 49 p.
12. Potapov V.S., Gushanskiy S.M. Kvantovye tipy oshibok i metody ikh ustraneniya, zavisimost' oshibki ot mery i chistoty zaputannosti [Quantum types of errors and methods for their elimination, dependence of the error on the measure and purity of entanglement], *Sb. trudov XIV Vserossiyskoy nauchnoy konferentsii molodykh uchenykh, aspirantov i studentov ITSaiU-2016* [Collection of proceedings of the XIV All-Russian Scientific Conference of Young Scientists, Postgraduates and Students of ITSaiU-2016]. Rostov-on-Don: Izd-vo YuFU, 2016, Vol. 3, pp. 123-129.
13. Gushanskiy S., Pykhovskiy V., Kozlovskiy A., Potapov V. Development of a scheme of a hardware accelerator of quantum computing for correction quantum types of errors, *The 4-th Computational Methods in Systems and Software 2020, Czech Republic*, pp. 64-73.
14. Hales S. Hallgren. An improved quantum Fourier transform algorithm and applications, *Proceedings of the 41st Annual Symposium on Foundations of Computer Science, November 12-14, 2000*, pp. 515.
15. Guzik V., Gushanskiy S., Polenov M., Potapov V. Complexity Estimation of Quantum Algorithms Using Entanglement Properties, *16th International Multidisciplinary Scientific GeoConference, Bulgaria, 2016*, pp. 20-26.
16. Guzik V., Gushanskiy S., Polenov M., Potapov V. Models of a quantum computer, their characteristics and analysis, *9th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT)*. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2015, pp. 583-587.
17. Collier D. The Comparative Method / In: Finifter A.W. (ed.), *Political Sciences: The State of the Discipline II*. American Science Association. Washington, DC, 1993, pp. 105-119.
18. Olukotun K. Chip Multiprocessor Architecture – Techniques to Improve Throughput and Latency. Morgan and Claypool Publishers, San Rafael, 2007.
19. Raedt K.D., Michielsen K., De Raedt H., Trieu B., Arnold G., Marcus Richter, Th Lip-pert, Watanabe H., and Ito N. Massively parallel quantum computer simulator, *Computer Physics Communications*, 176, pp. 121-136.
20. Williams C.P. Explorations in Quantum Computing, *Texts in Computer Science. Chapter 2. Quantum Gates*. Springer, 2011, pp. 51-122.
21. Potapov V., Gushanskiy S., Guzik V., Polenov M. The Computational Structure of the Quantum Computer Simulator and Its Performance Evaluation, *In: Software Engineering Perspectives and Application in Intelligent Systems. Advances in Intelligent Systems and Computing*. Springer, 2019, Vol. 763, pp. 198-207.
22. Bennett C.H., Shor P.W., Smolin J.A., Thapliyal A.V. Entanglement-assisted Capacity of a Quantum Channel and the Reverse Shannon Theorem, *IEEE Transactions on Information Theory*, 2002, 48, pp. 2637-2655.
23. Milner R.G. A Short History of Spin. In: Contribution to the XV International Workshop on Polarized Sources, Targets, and Polarimetry. Charlottesville, Virginia, USA, September 9-13, 2013. arXiv:1311.5016 (2013).
24. Hallgren H.S. An improved quantum Fourier transform algorithm and applications, *In: Proceedings of the 41st Annual Symposium on Foundations of Computer Science, Redondo Beach, CA, IEEE, 2000*, pp. 515.
25. Boneh D., Zhandry M. Quantum-secure message authentication codes, *In: Proceedings of Eurocrypt*, 2013, pp. 592-608.
26. Potapov V., Gushanskiy S., Guzik V., Polenov M. Architecture and Software Implementation of a Quantum Computer Model, *In: Advances in Intelligent Systems and Computing*. Springer, 2016, Vol. 465, pp. 59-68.

Статью рекомендовал к опубликованию д.ф.-м.н. Г.В. Куповых.

Гушанский Сергей Михайлович – Южный федеральный университет; e-mail: smgushanskiy@sfnedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 88634371656; кафедра вычислительной техники; к.т.н.; доцент.

Потапов Виктор Сергеевич – e-mail: vpotapov@sfnedu.ru; тел.: 88634371656; кафедра вычислительной техники; ассистент.

Gushanskiy Sergey Mikhailovich – Southern Federal University; e-mail: smgushanskiy@sfnedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634371656; the department of computer engineering; cand. of eng. sc.; associate professor.

Potapov Victor Sergeevich – e-mail: vpotapov@sfnedu.ru; phone: +78634371656; the department of computer engineering; assistant.

УДК 517.444

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-57-66

Е.Ю. Кисловский, А.В. Шандыбин, В.Н. Таран

ПРОЕКЦИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОГО ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ РИККАТИ В ПОЛИНОМЫ ВОЛЬТЕРРА С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДА КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Данная статья касается проблем моделирования нелинейных систем с памятью. Целью работы является преобразование в операторный вид нелинейного дифференциального уравнения Риккати. Приводится краткий обзор подходов в моделировании нелинейных динамических систем. Используя модель в виде функционального ряда Вольтерра, в работе решаются задачи проецирования исходного уравнения в дифференциальные уравнения с ядрами Вольтерра и решения полученных уравнений. Приведено краткое описание метода проецирования в гиперпространство с применением функциональной производной Фреше. Показано, что результат проецирования есть дифференциальные уравнения с решениями в виде ядер Вольтерра. Линейное ядро есть решение обыкновенного дифференциального уравнения, а ядра выше первого порядка находятся путем решения дифференциальных уравнений в частных производных по переменным временной области. В работе рассматривается модель только с первыми двумя ядрами ряда. Особое внимание уделяется уравнению с билинейным ядром. Его поиск аналитическими методами более сложен относительно уравнения с линейным ядром, ввиду чего, в работе предпринята попытка расчета численным методом. Дано подробное описание разработанного алгоритма расчета билинейного ядра методом конечных элементов. Применяя данный метод, общая операторная модель будет иметь полуаналитическую структуру в виде суммы сверток с аналитическим линейным ядром и конечно-элементным билинейным ядром. Разработана операторная модель для слабо нелинейной системы. Для верификации данной модели проведено имитационное моделирование. Вычислительный эксперимент заключался в получении переходной характеристики на типовой сигнал управления в виде функции Хевисайда. Используя дискретный аналог операции свертки, были рассчитаны отклики линеаризованной и предложенной операторной модели. Полученные переходные характеристики сравнивались с эталонным решением, в качестве которого было принято решение исходного нелинейного уравнения методом Рунге-Кутты четвертого порядка. Показано, что разработанная операторная модель дает отклик ближе к эталонному, что подтверждается результатами расчетов соответствующих невязок.

Дифференциальное уравнение Риккати; ряд Вольтерра; функциональная производная Фреше; метод конечных элементов; имитационное моделирование.

E.Yu. Kislovskiy, A.V. Shandybin, V.N. Taran

PROJECTION OF THE NONLINEAR DIFFERENTIAL EQUATION RICCATI INTO VOLTERRA POLYNOMIALS USING THE FINITE ELEMENT METHOD

This paper concerns the problems of modeling nonlinear causal systems. The aim of the paper is to transform the nonlinear Riccati differential equation into operator form. The brief review of approaches to modeling nonlinear dynamic systems is provided. Problems of projection the original equation into differential equations with Volterra kernels and solving the resulting equations are solved for Volterra series model. A short description of the method of projection into hyperspace using the Frechet functional derivative is given. The result of projection is differential equations with solutions in the form of Volterra kernels is shown. The linear kernel is a solution to an ordinary differential equation, and kernels higher than first order are found by solving partial differential equations with respect to time domain variables. The model with only the first two kernels of the series is considered. Attention is paid to the equation with a bilinear kernel. Search of such kernel by analytical methods is more complicated compared to the equation with a linear kernel, which is why this work attempts to calculate it using a numerical method. The detailed description of the developed algorithm for calculating the bilinear kernel using the finite element method is given. Using this method, the general operator model will the semi-analytic structure in the form of a sum of convolutions with the analytical linear kernel and the finite element bilinear kernel. An operator model for the weakly nonlinear system has been developed. The simulation modeling was done for verify the operator model. The computational experiment consisted of obtaining the transient response by test signal in the form of the Heaviside function. The responses of the linearized and proposed operator model were calculated using discrete convolution. The obtained characteristics were compared with the fourth-order Runge-Kutta solution as a reference solution of the basic equation. The developed operator model gives a response closer to the reference response, which is confirmed by the results of residual calculations.

Riccati differential equation; Volterra series; functional derivative Frechet; finite element method; simulation modeling.

Введение. В центре внимания данной работы нелинейная модель в виде дифференциального уравнения Риккати. Неоднородная форма такого уравнения представляет собой функционал, который может отражать динамику ряда технических систем [1–3]. Представляя эту модель подсистемой в составе более сложных систем, возникает задача приведения такой модели в операторный вид (в широком смысле). Данная задача решается либо путем линеаризации исходной модели с последовательным включением блоков статической нелинейности [4–6], либо разложением в функциональный ряд Вольтерра [1, 7–9], где весовые функции включаются параллельно. Учитывая аналитический характер нелинейности в исследуемом уравнении, второй подход более интересен, поскольку позволяет выявить связь нелинейности с параметрами системы.

Уравнение Риккати достаточно часто используется как иллюстративный пример, в том числе и в отработке методов идентификации и параметризации ядер Вольтерра [1, 3, 10–14]. Согласно методам [11, 13] ядра можно выразить подстановкой ряда в исходный функционал как выход системы и продифференцировать по аргументу функционала. Результатом таких преобразований будут дифференциальные уравнения с ядрами Вольтерра в качестве решений. Показанные решения хорошо согласуются с Фурье образами, полученными с использованием метода испытательных сигналов [1]. Такой результат можно считать приемлемым для ретроспективного использования модели, однако для оперативных приложений необходимы функции времени. Вне зависимости от того, получены ли дифференциальные уравнения или передаточные функции, поиск решений в виде аналитических функций времени для ядер выше первого порядка может оказаться весьма

сложным. В рамках данной работы предпринята попытка получить билинейное ядро, характеризующее систему, заданную дифференциальным уравнением Риккати с помощью метода конечных элементов (МКЭ).

Постановка задачи. Пусть функционал $F[x(t)]$ определяющий динамику системы задан дифференциальным уравнением вида:

$$T \frac{dy}{dt} = x(t) - My(t) - Ny(t)^2, \quad (1)$$

где $y(t)$ – выход системы, $x(t)$ – вход системы, T , M и N – некоторые параметры, характеризующие систему. В соответствии с поставленной целью необходимо преобразовать модель (1) в ряд интегралов сверток с весовыми функциями h_1, \dots, h_k :

$$y(t) = y_0 + \int_0^t h_1(t - \tau_1)x(\tau_1)d\tau_1 + \dots + \int_0^t \dots \int_0^t h_k(t - \tau_1, \dots, t - \tau_k)x(\tau_1) \dots x(\tau_k)d\tau_1 \dots d\tau_k. \quad (2)$$

Руководствуясь представлениями о ряде Вольтерра как о функциональном аналоге ряда Тейлора [13, 15], справедливо следующее тождество:

$$\begin{aligned} y_0 + \int_0^t h_1(t - \tau_1)x(\tau_1)d\tau_1 + \dots + \int_0^t \dots \int_0^t h_k(t - \tau_1, \dots, t - \tau_k)x(\tau_1) \dots x(\tau_k)d\tau_1 \dots d\tau_k \equiv \\ \equiv y_0 + \frac{\delta[F[x(t)]]}{\delta x(\tau)} + \sum_{k=2}^n \frac{\delta^k F[x(t)]^{(k)}}{k! \delta x(\tau_1) \delta x(\tau_2) \dots \delta x(\tau_k)}, \end{aligned} \quad (3)$$

где через δ обозначен сильный дифференциал.

Условимся считать, что система причинна и стационарна. Учитывая наибольшее влияние в выходе системы сверток с одинарным и двойным интегралом, ограничимся рассмотрением лишь линейного и билинейного ядер. Для поиска этих ядер из тождества (3) используются следующие выражения:

$$\begin{aligned} \frac{\delta}{\delta x(\tau)} \int_0^t h_1(t - \tau)x(\tau)d\tau \Big|_{x=0} &= \frac{\delta F[y(t)]}{\delta x(\tau)} \Big|_{x=0}, \\ \frac{\delta}{\delta x(\tau_1) \delta x(\tau_2)} \int_0^t \int_0^t h_2(t - \tau_1, t - \tau_2)x(\tau_1)x(\tau_2)d\tau_1 d\tau_2 \Big|_{x=0} &= \frac{1}{2!} \frac{\delta F[y(t)]}{\delta x(\tau_1) \delta x(\tau_2)} \Big|_{x=0}. \end{aligned}$$

Однократное дифференцирование по Фреше результата подстановки (2) в (1) есть дифференциальное уравнение с решением в виде линейного ядра:

$$T \frac{dh_1}{dt} = \delta^*(t) - Mh_1(t), \quad (4)$$

где δ^* означает дельта-функцию Дирака. Последующее дифференцирование (4) дает дифференциальное уравнение в частных производных:

$$T \left(\frac{\partial h_2(t_1, t_2)}{\partial t_1} + \frac{\partial h_2(t_1, t_2)}{\partial t_2} \right) = -Mh_2(t_1, t_2) - Nh_1(t_2)h_1(t_1). \quad (5)$$

Более подробно алгоритм получения (4) и (5) описан в [16]. Выражения (4), (5) можно получить методом испытательных сигналов. Так, в [1] для нелинейной электронной системы, модель которой также задана (1), получены частотные характеристики:

$$H_1(f) = \frac{1}{j2\pi fT + M},$$

$$H_2(f_1, f_2) = -\frac{NH_1(f_1)H_1(f_2)}{(j2\pi T(f_1 + f_2) + M)}.$$

Если ввести частотно-зависимые переменные p в (4) и (5), получим аналогичные передаточные функции:

$$W_1(p) = \frac{1}{Tp + M}, \quad (6)$$

$$W_2(p_1, p_2) = -\frac{NW_1(p_1)W_1(p_2)}{(Tp_1 + Tp_2 + M)}. \quad (7)$$

Нетрудно убедиться, что (6) и (7) являются изображениями решений (4) и (5). Учитывая накопленный опыт в области анализа и синтеза систем управления, поиск оригинала для линейного ядра (6) несложен, чего нельзя сказать про билинейное ядро. Так, в (7) наличие символьных параметров может существенно усложнить использование известных табличных значений [17, 18] для обратного преобразования Лапласа. Более простой и универсальный способ расчета ядер во временной области заключается в поиске их численных аналогов. Таким образом, основная задача заключается в решении дифференциального уравнения (5) с использованием МКЭ.

Алгоритм расчета конечно-элементного ядра. Пусть область определения h_2 представляет собой квадрат, а в качестве граничных условий первого рода примем $h_2(t_1, t_2) = 0$ при $t_1 < 0$ или $t_2 < 0$, что следует из свойства причинности рассматриваемой системы.

Линейное ядро для (1) представляет собой аperiodическое звено:

$$L^{-1}\left(\frac{1}{Tp + M}\right) = \frac{1}{T} \exp\left(-\frac{Mt}{T}\right).$$

Перепишем (5) используя известное аналитическое решение уравнения (4):

$$T \frac{\partial h_2(t_1, t_2)}{\partial t_1} + T \frac{\partial h_2(t_1, t_2)}{\partial t_2} + M h_2(t_1, t_2) = -\frac{N}{T^2} \exp\left(-\frac{Mt_1}{T}\right) \exp\left(-\frac{Mt_2}{T}\right). \quad (8)$$

При решении данной задачи с помощью МКЭ воспользуемся прямой формулировкой МКЭ [19]. Аппроксимируем (8) с помощью треугольных элементов, заданных уравнением:

$$h(t_1, t_2) = a + bt_1 + ct_2,$$

где a , b и c – параметры формы элемента. Вид разбиения области определения на элементы представлен на рис. 1.

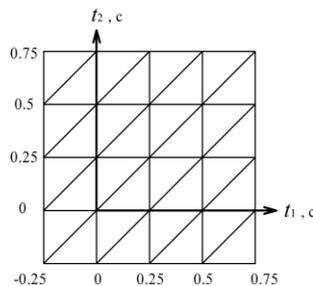


Рис. 1. Сетка конечных элементов

Отметим, что ребра элементов в квадрантах с отрицательными значениями t_1 или t_2 , допустимо делать меньше, поскольку в последующем расчете отклика системы, данные области использоваться не будут. Далее в записях верхними индексами в скобках будет указываться принадлежность одному из трех узлов рассматриваемого элемента. Положение ребер каждого треугольника задается весами: $h^{(1)}(t_1^{(1)}, t_2^{(1)})$, $h^{(2)}(t_1^{(2)}, t_2^{(2)})$ и $h^{(3)}(t_1^{(3)}, t_2^{(3)})$. Чтобы определить параметры поверхности образованной вершинами элемента составляется система уравнений:

$$\begin{cases} h^{(1)} = a + bt_1^{(1)} + ct_2^{(1)} \\ h^{(2)} = a + bt_1^{(2)} + ct_2^{(2)} \\ h^{(3)} = a + bt_1^{(3)} + ct_2^{(3)} \end{cases}.$$

Символьное решение этой системы дает связь параметров формы с неизвестными значениями весовых функций в узлах:

$$\begin{aligned} a(h^{(1)}, h^{(2)}, h^{(3)}) &= \frac{h^{(3)}(t_1^{(1)}t_2^{(2)} - t_1^{(2)}t_2^{(1)}) - h^{(2)}(t_1^{(1)}t_2^{(3)} - t_1^{(3)}t_2^{(1)}) + h^{(1)}(t_1^{(2)}t_2^{(3)} - t_1^{(3)}t_2^{(2)})}{t_1^{(1)}t_2^{(2)} - t_1^{(2)}t_2^{(1)} - t_1^{(1)}t_2^{(3)} + t_1^{(3)}t_2^{(1)} + t_1^{(2)}t_2^{(3)} - t_1^{(3)}t_2^{(2)}}, \\ b(h^{(1)}, h^{(2)}, h^{(3)}) &= \frac{h^{(1)}(t_2^{(2)} - t_2^{(3)}) - h^{(2)}(t_2^{(1)} - t_2^{(3)}) + h^{(3)}(t_2^{(1)} - t_2^{(2)})}{t_1^{(1)}t_2^{(2)} - t_1^{(2)}t_2^{(1)} - t_1^{(1)}t_2^{(3)} + t_1^{(3)}t_2^{(1)} + t_1^{(2)}t_2^{(3)} - t_1^{(3)}t_2^{(2)}}, \\ c(h^{(1)}, h^{(2)}, h^{(3)}) &= \frac{h^{(2)}(t_1^{(1)} - t_1^{(3)}) - h^{(1)}(t_1^{(2)} - t_1^{(3)}) - h^{(3)}(t_1^{(1)} - t_1^{(2)})}{t_1^{(1)}t_2^{(2)} - t_1^{(2)}t_2^{(1)} - t_1^{(1)}t_2^{(3)} + t_1^{(3)}t_2^{(1)} + t_1^{(2)}t_2^{(3)} - t_1^{(3)}t_2^{(2)}}. \end{aligned}$$

Теперь можно переписать приближенную функцию в виде:

$$h(t_1, t_2) = a(h^{(1)}, h^{(2)}, h^{(3)}) + b(h^{(1)}, h^{(2)}, h^{(3)})t_1 + c(h^{(1)}, h^{(2)}, h^{(3)})t_2. \quad (9)$$

Подстановка (9) в (8) как аналог h_2 и расчет частных производных даст следующий результат:

$$\begin{aligned} T(b(h^{(1)}, h^{(2)}, h^{(3)}) + c(h^{(1)}, h^{(2)}, h^{(3)})) + M(a(h^{(1)}, h^{(2)}, h^{(3)}) + b(h^{(1)}, h^{(2)}, h^{(3)})t_1 + \\ + c(h^{(1)}, h^{(2)}, h^{(3)})t_2) = -\frac{N}{T^2} \exp\left(-\frac{Mt_1}{T}\right) \exp\left(-\frac{Mt_2}{T}\right). \end{aligned} \quad (10)$$

Последовательная подстановка пар координат каждого из узлов треугольника в качестве переменных t_1 и t_2 в (10) позволяет сформировать систему линейных уравнений:

$$\sum_{m=1}^3 S_{nm}(t_1^{(n)}, t_2^{(n)})h^{(m)} = -\frac{N}{T^2} \exp\left(-\frac{Mt_1^{(n)}}{T}\right) \exp\left(-\frac{Mt_2^{(n)}}{T}\right), \quad n = 1, 2, 3. \quad (11)$$

В данной системе S_{nm} – есть множитель, образованный парами констант времени m и парами переменных времени n при неизвестных значениях узлов $h^{(m)}$. Данные множители используются для формирования локальной матрицы Дирихле:

$$[S_l] = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{vmatrix},$$

Чтобы избежать слишком громоздкой записи приведем лишь первые два множителя этой матрицы:

$$S_{11} = \frac{(t_2^{(2)} - t_2^{(3)})(T + t_1^{(1)}) - (t_1^{(2)} - t_1^{(3)})(T + t_2^{(1)}) + (t_1^{(2)}t_2^{(3)} - t_1^{(3)}t_2^{(2)})}{t_1^{(1)}t_2^{(2)} - t_1^{(2)}t_2^{(1)} - t_1^{(1)}t_2^{(3)} + t_1^{(3)}t_2^{(1)} + t_1^{(2)}t_2^{(3)} - t_1^{(3)}t_2^{(2)}},$$

$$S_{12} = \frac{-(t_2^{(1)} - t_2^{(3)})(T + t_1^{(1)}) + (t_1^{(1)} - t_1^{(3)})(T + t_2^{(1)}) - (t_1^{(1)}t_2^{(3)} - t_1^{(3)}t_2^{(1)})}{t_1^{(1)}t_2^{(2)} - t_1^{(2)}t_2^{(1)} - t_1^{(1)}t_2^{(3)} + t_1^{(3)}t_2^{(1)} + t_1^{(2)}t_2^{(3)} - t_1^{(3)}t_2^{(2)}}.$$

Для формирования глобальной матрицы Дирихле используются дополнительные линейные формы:

$$[S] = [C]^T [S_d] [C],$$

где $[C]$ – матрица связи узлов, а $[S_d]$ – разреженная глобальная матрица по главной диагонали, которой находятся локальные матрицы $[S_l]$ каждого элемента расчетной сетки. Формирование матрицы $[C]$ осуществляется аналогично примерам, описанным в [20]. Матричное уравнение с глобальной матрицей будет иметь вид:

$$[S]\{h\} = \{r\}, \tag{12}$$

где $\{r\}$ – вектор, образованный правой частью (10) с соответствующими переменными времени, $\{h\}$ – вектор значений весовой функции в узлах сетки. Введенные отрицательные моменты в расчетной сетке имеют "технологический" характер и необходимы для учета граничных условий, вследствие чего требуется корректировка (11). Это выражается в переносе в правую часть произведений с известными элементами вектора $\{h\}$. В матричной форме решение задачи можно представить следующим образом:

$$\{h_f\} = [S_{ff}]^{-1} (\{r_f\} - \{S_{fs}\}\{h_s\}). \tag{13}$$

В (13) линейные формы получены перегруппировкой элементов в $[S]$ и $\{h\}$ из уравнения (12). Индексом f обозначена принадлежность к неизвестным значениям h , при этом данные элементы в перестроенных матричных объектах записываются первыми. Элементы, связанные с известными узлами отмечены индексом s и записываются последними.

Для расчета весовых функций примем параметрами системы следующие значения: $T=0.3$, $N=0.1$ и $M=1$. Интерполяция значений h_2 между узлами выполняется с использованием (9) и проверки принадлежности к определенному элементу расчетной сетки. Вид билинейного ядра с интерполяцией представлен на рис. 2.

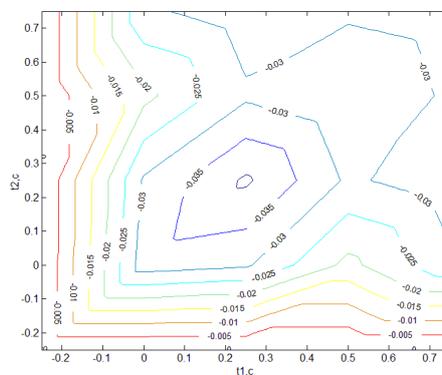


Рис. 2. Вид конечно-элементного билинейного ядра

Верификация решения. Для верификации модели выполним имитационное моделирование, в условиях которого модель системы будет возбуждаться сигналом $x(t)$ в виде функции Хевисайда. Расчет вектора выхода системы, получим с помощью дискретных аналогов свертки:

$$y_j = \sum_{i=0}^j h_{1j-i} x_i \Delta_t + \sum_{k=0}^j \sum_{l=0}^k h_{2j-k;j-l} x_k x_l \Delta_{t_1} \Delta_{t_2},$$

где Δ_t есть величина шага интегрирования. Ограничим область определения неотрицательными переменными времени расчетной сетки.

Погрешность модели будем рассчитывать относительно численного решения (1) методом Рунге-Кутты четвертого порядка используя метрику:

$$E = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left(\frac{B_i - A_i}{B_i} \right)^2}, \quad (14)$$

где A – значение выхода верифицируемой модели, B – значение выхода эталонной модели (метод Рунге-Кутты), n – длина выходного вектора. Поскольку в прикладных задачах модель со слабо выраженной нелинейностью была бы линеаризована, уместно будет сравнить выход суммы двух свертки с выходом линеаризованной модели. Отклик линеаризованной модели был рассчитан с помощью дискретной свертки вектора входа с вектором значений решения (4).

На рис. 3 штриховой линией показан выход линеаризованной модели, пунктирной линией показан выход модели в виде суммы линейного и билинейного ядер, сплошная линия показывает результат расчета методом Рунге-Кутты.

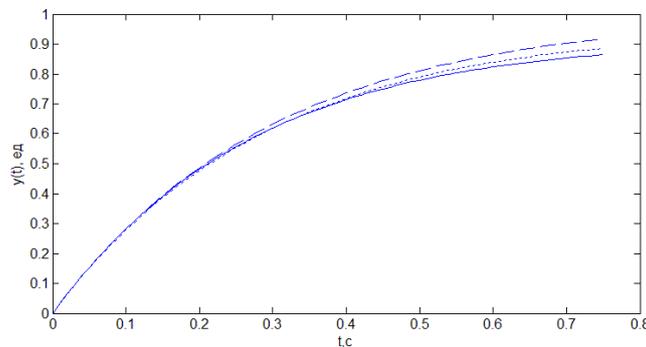


Рис. 3. Вид выходных функций

Из графика видно, что модель в виде суммы ядер дает отклик ближе к эталонному. Ошибка по метрике (14) для линеаризованной модели составляет 0.035, а для структуры с двумя ядрами 0.014.

Заключение. Дано краткое описание метода проецирования моделей динамических систем в гиперпространство. Показаны результаты проецирования исходного уравнения Риккати в дифференциальные уравнения с линейным и билинейным ядрами Вольтерра. Приведен подробный алгоритм решения методом конечных элементов уравнения с билинейным ядром характерным для системы с сосредоточенными параметрами. На основе линейного и билинейного ядер разработана полуаналитическая модель. Выполнено имитационное моделирование, по результатам которого рассчитаны невязки относительно эталонного решения исходного уравнения методом Рунге-Кутты. Показано, что невязка отклика разрабо-

танной операторной модели в 2.5 раза меньше аналогичной невязки линеаризованной модели. Отметим также, что полученное значение ошибки может быть уменьшено либо путями типичными для МКЭ, что заключается в выборе иных функций элементов, в уменьшении ребер элементов и увеличении общего числа элементов в сетке, либо путем усложняющим общую операторную модель ядрами более высоких порядков.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Bussgang J.J., Ehrman L., Graham J.W.* Analysis of Nonlinear Systems with Multiple Inputs // *Proceedings of IEEE*. – 1974. – Vol. 62, Issue 8. – P. 1088-1119. – URL: doi.org/10.1109/PROC.1974.9572.
2. *Соколов С.В., Погорелов В.А.* Стохастическая оценка, управление и идентификация в высокоточных навигационных системах. – М.: Физматлит, 2016. – 264 с.
3. *Wang Y., Han J., Zhou W.* Third-order Volterra kernel identification technique in aerodynamics // *Applied Mechanics and Materials*. – 2011. – Vol. 52-54. – P. 618-623. – URL: www.scientific.net/AMM.52-54.618.
4. *Ярцев А.В.* Об управлении угловым отклонением рамок электромеханической системы посредством ПД-регулятора // *Известия ЮФУ. Технические науки*. – 2015. – № 4. – С. 139-149.
5. *Cerone V., Razza V., Regruto D.* One-shot set-membership identification of Wiener models with polynomial nonlinearities // *IFAC-PapersOnLine*. – 2015. – Vol. 48. – P. 957-962.
6. *Dreesen P., Shteva M.* Parameter estimation of parallel Wiener-Hammerstein systems by decoupling their Volterra representations // *IFAC-PapersOnLine*. – 2021. – Vol. 54. – P. 457-462.
7. *Апарцин А.С., Солодуша С.В.* Об оптимизации амплитуд тестовых сигналов при идентификации ядер Вольтерра // *Автоматика и телемеханика*. – 2004. – № 3. – С. 116-124.
8. *Солодуша С.В.* К задаче моделирования динамики теплообменников квадратичными полиномами Вольтерра // *Автоматика и телемеханика*. – 2014. – № 1. – С. 105-114.
9. *Orcioni S.* Improving the approximation ability of Volterra series identified with a cross-correlation method // *Nonlinear Dynamics*. – 2014. – Vol. 78. – P. 2861-2869.
10. *Wang Y., Han j., Zhang T.* Computation of Volterra Kernels' Identification to Riccati Nonlinear Equation // *2010 3rd International Conference on Computer Science and Information Technology, Chengdu, 2010*. – P. 6-8. – URL: doi.org/10.1109/ICCSIT.2010.5563585.
11. *Таран В.Н., Кисловский Е.Ю.* Функциональный метод параметризации модели Вольтерра-Винера // *Инженерный вестник Дона*. – 2021. – № 6. – URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n6y2021/7049.
12. *Hassouna S., Coirault P., Poinot T.* Non-linear System Identification Using Volterra Series Expansion // *IFAC Proceedings Volumes*. – 2000. – Vol. 33, Issue 15. – P. 947-952.
13. *Flake R.H.* Volterra Series Representation of Time-varying Non-linear Systems // *IFAC Proceedings Volumes*. – 1963. – Vol. 1. – P. 91-99.
14. *Таран А.Н., Таран В.Н.* Использование сплайновых рядов Вольтерра-Винера при анализе электрических цепей // *Радиотехника и электроника*. – 2014. – Т. 59, № 7. – С. 702-710.
15. *Бобрешов А.М., Мымрикова Н.Н.* Проблемы анализа сильно нелинейных режимов электронных устройств на основе рядов Вольтерры // *Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика*. – 2013. – № 2. – С. 15-25.
16. *Kislovskiy E., Taran V., Taran A.* Parameterization of kernels of the Volterra series for systems given by nonlinear differential equations // *International Scientific Conference "Fundamental and Applied Scientific Research in the Development of Agriculture in the Far East" (AFE-2022)*. Tashkent, Uzbekistan. – 2023. – P. 1-8. – URL: doi.org/10.1051/e3sconf/202337102045.
17. *Диткин В.А., Прудников А.П.* Операционное исчисление по двум переменным и его приложения. – М.: Физматгиз, 1958. – 178 с.
18. *Диткин В.А., Прудников А.П.* Операционное исчисление. – М.: Высшая школа, 1975. – 407 с.
19. *Секулович М.* Метод конечных элементов. – М.: Стройиздат, 1993. – 664 с.
20. *Сильвестер П., Феррари Р.* Метод конечных элементов для радиоинженеров инженеро-электриков. – М.: Мир, 1986. – 229 с.

REFERENCE

1. *Bussgang J.J., Ehrman L., Graham J.W.* Analysis of Nonlinear Systems with Multiple Inputs, *Proceedings of IEEE*, 1974, Vol. 62, Issue 8, pp. 1088-1119. Available at: doi.org/10.1109/PROC.1974.9572.
2. *Sokolov S.V., Pogorelov V.A.* Stokhasticheskaya otsenka, upravlenie i identifikatsiya v vysokotochnykh navigacionnykh sistemakh [Stochastic estimation, control and identification in high-precision navigation systems]. Moscow: Fizmatlit, 2016, 264 p.
3. *Wang Y., Han J., Zhou W.* Third-order Volterra kernel identification technique in aerodynamics, *Applied Mechanics and Materials*, 2011, Vol. 52-54, pp. 618-623. Available at: www.scientific.net/AMM.52-54.618.
4. *Yartcev A.V.* Ob upravlenii uglovym otkloneniem ramok elektromekhanicheskoy sistemy posredstvom PD-regulyatora [On controlling the angular deviation of the electromechanical system frames using a PD controller], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2015, No. 4, pp. 139-149.
5. *Cerone V., Razza V., Regruto D.* One-shot set-membership identification of Wiener models with polynomial nonlinearities, *IFAC-PapersOnLine*, 2015, Vol. 48, pp. 957-962.
6. *Dreesen P., Ishiteva M.* Parameter estimation of parallel Wiener-Hammerstein systems by decoupling their Volterra representations, *IFAC-PapersOnLine*, 2021, Vol. 54, pp. 457-462.
7. *Apartcin A.S., Solodusha S.V.* Ob optimizatsii amplitud testovykh signalov pri identifikatsii yader Vol'terra [On optimization of test signal amplitudes when identifying Volterra kernels], *Avtomatika i telemekhanika* [Automation and Remote Control], 2004, No. 3, pp. 116-124.
8. *Solodusha S.V.* K zadache modelirovaniya dinamiki teploobmennikov kvadratichnymi polinomami Vol'terra [On the problem of modeling the dynamics of heat exchangers using quadratic Volterra polynomials], *Avtomatika i telemekhanika* [Automation and Remote Control], 2014, No. 1, pp. 105-114.
9. *Orcioni S.* Improving the approximation ability of Volterra series identified with a cross-correlation method, *Nonlinear Dynamics*, 2014, Vol. 78, pp. 2861-2869.
10. *Wang Y., Han j., Zhang T.* Computation of Volterra Kernels' Identification to Riccati Nonlinear Equation, *2010 3rd International Conference on Computer Science and Information Technology, Chengdu*, 2010, pp. 6-8. Available at: doi.org/10.1109/ICCSIT.2010.5563585.
11. *Taran V.N., Kislovskiy E.Yu.* Funktsional'nyy metod parametrizatsii modeli Vol'terra-Vinera [Functional method for parametrization Volterra-Wiener model], *Inzhenernyy vestnik Dona* [Engineering Journal of Don], 2021, No. 6. Available at: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n6y2021/7049.
12. *Hassouna S., Coirault P., Poinot T.* Non-linear System Identification Using Volterra Series Expansion, *IFAC Proceedings Volumes*, 2000, Vol. 33, Issue 15, pp. 947-952.
13. *Flake R.H.* Volterra Series Representation of Time-varying Non-linear Systems, *IFAC Proceedings Volumes*, 1963, Vol. 1, pp. 91-99.
14. *Taran A.N., Taran V.N.* Ispol'zovanie splaynovykh ryadov Vol'terra-Vinera pri analize elektricheskikh tsepey [Using Volterra-Wiener spline series in the analysis of electrical circuits], *Radiotekhnika i elektronika* [Radio Engineering and Electronics], 2014, Vol. 59, No. 7, pp. 702-710.
15. *Bobreshov A.M., Mymrikova N.N.* Problemy analiza sil'no nelineynykh rezhimov elektronnykh ustroystv na osnove ryadov Vol'terry [Problems of analysis of highly nonlinear modes of electronic devices based on Volterra series], *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Fizika. Matematika* [Bulletin of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics], 2013, No. 2, pp. 15-25.
16. *Kislovskiy E., Taran V., Taran A.* Parameterization of kernels of the Volterra series for systems given by nonlinear differential equations, *International Scientific Conference "Fundamental and Applied Scientific Research in the Development of Agriculture in the Far East" (AFE-2022). Tashkent, Uzbekistan*, 2023, pp. 1-8. Available at: doi.org/10.1051/e3sconf/202337102045.
17. *Ditkin V.A., Prudnikov A.P.* Operatsionnoe ischislenie po dvum peremennym i ego prilozheniya [Operational calculus in two variables and its applications]. Moscow: Fizmatgiz, 1958, 178 p.

18. *Ditkin V.A., Prudnikov A.P.* Operatsionnoe ischislenie [Operational calculus]. Moscow: Vysshaya shkola, 1975, 407 p.
19. *Sekulovich M.* Metod konechnykh elementov [Finite element method]. Moscow: Stroyizdat, 1993, 664 p.
20. *Sil'vester P., Ferrari R.* Metod konechnykh elementov dlya radioinzhenerov inzhenerov-elektrikov [Finite element method for radio engineers and electrical engineers]. Moscow: Mir, 1986, 229 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. Ю.А. Кравченко.

Кисловский Евгений Юрьевич – Донской государственный технический университет; e-mail: kislovskiy@bk.ru; г. Ростов-на-Дону, Россия; тел.: 89011063394; соискатель.

Шандыбин Алексей Викторович – Ростовский государственный университет путей сообщения; e-mail: shav850@mail.ru; г. Ростов-на-Дону, Россия; тел.: 88632726251; зав. лабораторией кафедры «Связь на железнодорожном транспорте».

Таран Владимир Николаевич – Донской государственный технический университет; Ростовский государственный университет путей сообщения; e-mail: vladitaran@rambler.ru; г. Ростов-на-Дону, Россия; тел.: 89034067621; профессор.

Kislovskiy Evgeniy Yurievich – Don State Technical University; e-mail: kislovskiy@bk.ru; Rostov-on-Don, Russia; phone: +79011063394; postgraduate.

Shandybin Aleksey Viktorovich – Rostov State Transport University; e-mail: shav850@mail.ru; Rostov-on-Don, Russia; phone: +78632726251; head of the laboratory of the department «Communication on the railway transport».

Taran Vladimir Nikolayevich – Don State Technical University; Rostov State Transport University; e-mail: vladitaran@rambler.ru; Rostov-on-Don, Russia; phone: +79034067621; professor.

УДК 517.524

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-66-76

Н.С. Кривша, В.В. Кривша, С.А. Бутенков

АЛЬТЕРНАТИВНЫЕ ГИБРИДНЫЕ СТРУКТУРЫ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ

Предлагается новый подход к организации вычислительных структур слоев и межслойных связей при построении искусственных нейронных сетей для решения широкого круга задач обработки многомерных данных. Основной проблемой построения сетей глубокого обучения является необходимость введения большого количества параметров обучения сети. Имеющиеся рабочие экземпляры таких сетей содержат миллиарды параметров, что позволяет достигать высокой эффективности применения таких сетей. Обратной стороной такой широко используемой структуры сетей в виде многослойных сверточных структур являются высокие затраты на обучение сетей с большим количеством структурно схожих слоев свертки методом обратного распространения. Решение проблемы повышения эффективности таких многослойных структур может быть найдено в применении гибридных слоев, реализующих операции гранулирования данных, которые были развиты в наших работах. В новых гибридных моделях вместо векторных значений параметров обучения используются матричные информационные элементы, позволяющие кодировать подмножества значений данных (информационные гранулы) вместо кодирования отдельных точек данных, как в классических сверточных сетях. Предложенные гибридные слои обучаются без учителя и допускают параллельную реализацию алгоритмов обучения, что принципиально отличается от последовательных алгоритмов обратного распространения. В результате вычислительная эффективность применения подобных гибридных

нейросетей может быть существенно повышена. Предлагаемый в работе теоретический подход к моделированию и оптимизации структур сетей глубокого обучения может быть распространен на широкий круг задач вычислительного интеллекта.

Искусственные нейронные сети; глубокое обучение; теория грануляции; пространственные гранулы; высокопроизводительные вычисления; вычислительный интеллект.

N.S. Krivsha, V.V. Krivsha, S.A. Butenkov

THE COMMON ALTERNATIVE APPROACH FOR THE EFFICIENT DEEP LEARNING NEURAL NETWORKS

This paper proposes a new approach to the organization of computational structures of layers and inter-layer connections in the construction of artificial neural networks for solving a wide range of problems of multidimensional data processing. The main problem of building deep learning networks is the necessity of introducing a large number of network training parameters. Available working instances of such networks contain billions of parameters, which allows to achieve high efficiency of such networks. The downside of such a widely used structure of networks in the form of multilayer sieve structures is the high cost of training networks with a large number of structurally similar convolution layers by the back-propagation method. A solution to the problem of increasing the efficiency of such multilayer structures can be found in the use of hybrid layers realizing data granularity operations, which were developed in our work. The new hybrid models use matrix information elements instead of vector values of training parameters, which allow encoding subsets of data values (information granules) instead of encoding individual data points as in classical convolutional networks. The proposed hybrid layers are trained without a teacher and allow parallel implementation of learning algorithms, which is fundamentally different from sequential backpropagation algorithms as a result, the computational efficiency of similar hybrid neural networks can be significantly increased. The theoretical approach to modeling and optimizing the structures of deep learning networks proposed in this paper can be extended to a wide range of computational intelligence problems.

Artificial neuron nets; deep learning; information granulation theory; space granules; high-performance computations; computational intelligence.

Введение. Основным этапом проектирования искусственных нейронных сетей (ИНС) является выбор метода организации элементарного элемента сети – формального нейрона (ФН). Важнейшей и до сей поры не решенной теоретически задачей является также выбор количества нейронов [1]. Что касается общей структуры ИНС, то она довольно однозначно определяется выбором типа ФН. Важнейшую роль при построении метода обучения ИНС играет также связанный с предыдущими вопросами критерий качества обучения, в выборе которых нет единого подхода применительно к типовым задачам, решаемым с помощью ИНС [2]. Основной проблемой построения сетей глубокого обучения является необходимость введения большого количества параметров обучения сети. Имеющиеся рабочие экземпляры таких сетей содержат миллиарды параметров, что позволяет достигать высокой эффективности применения таких сетей [3]. Обратной стороной универсальности широко используемой структуры сетей в виде многослойных сверточных структур являются высокие затраты на обучение сетей с большим количеством структурно схожих слоев свертки методом обратного распространения [4]. Решение проблемы повышения эффективности таких многослойных структур может быть найдено в применении гибридных слоев, реализующих операции гранулирования данных, которые были развиты в наших работах [5, 6] и др. В новых гибридных моделях вместо векторных значений параметров обучения используются матричные информационные элементы, позволяющие кодировать подмножества значений данных (информационные гранулы) вместо кодирования отдельных точек данных, как в классических сверточных сетях [7]. Предложенные гибридные

слои обучаются без учителя и допускают параллельную реализацию алгоритмов обучения, что принципиально отличается от последовательных алгоритмов обратного распространения. В результате вычислительная эффективность применения подобных гибридных нейросетей может быть существенно повышена [8]. Предлагаемый в работе теоретический подход к моделированию и оптимизации структур сетей глубокого обучения может быть распространен на широкий круг задач вычислительного интеллекта [9].

Постановка задачи. В основе всех подзадач обработки многомерных данных лежит принцип классификации на множестве данных. Чаще всего для решения таких задач в сетях глубокого обучения используют многослойные перцептроны с предшествующей структурой глубокой свертки [10]. Структура проектируемой сети ограничивается допустимым числом связей между нейронами.

Таким образом, в силу значительной разнородности методов и средств решения задач построения сетей глубокого обучения, необходим некоторый обобщающий подход, который позволил бы строить полный цикл решения задач проектирования на единой математической основе. Таким подходом может служить информационная грануляция, введенная в работах L. Zadeh [11]. Она является основой для моделирования процессов в терминах нечетких множеств [12] и построения гибридных нейросетевых систем, решающих сложные задачи [8]. Наконец, имеются нейросетевые решения для задач информационной грануляции многомерных данных [9].

Основы методологии грануляции. Идеология гранулированных вычислений основана на переходе от представления данных в виде точек некоторого векторного пространства к их представлению более сложными математическими структурами [7].

Информационной гранулой называется подмножество универсума U , на котором определено отношение сходства, неразличимости и т.п. [11]. Множество гранул, которое содержит все объекты универсума, называется гранулированием универсума. Подмножество $A \subseteq U$ называется составной (не элементарной) гранулой если оно представляет собой объединение атомарных гранул [7]. Важность понятия декартовой информационной гранулы происходит в большой степени от ее роли в процессе, называемом инкапсуляцией информации [11]. Гранулы в двумерном пространстве данных изображены на следующем рисунке.

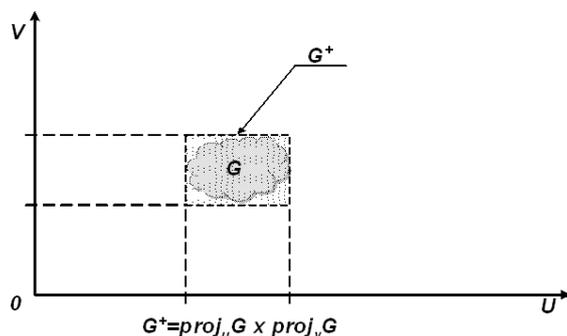


Рис. 1. Гранула G , ее проекции и инкапсулирующая гранула G^+ [11]

Для информационной гранулы G обозначим проекции на U и V областей X и Y соответственно как G_x и G_y (рис. 1). С точки зрения алгебраического подхода [7] проекции определяются как

$$\mu_{G_x}(u) = \sup_v \mu_G(u, v), \quad \mu_{G_y}(v) = \sup_u \mu_G(u, v), \quad u \in U, \quad v \in V. \quad (1)$$

В терминах ТИГ [11] декартова гранула G^+ определяемая как декартово произведение $G^+ = G_x \times G_y$, инкапсулирует исходную произвольную гранулу G в том смысле, что является точной верхней гранью декартовых гранул, которые содержат G (см. рис. 1). Таким образом, в данной работе G^+ используется как верхняя аппроксимация для G [7].

С понятием инкапсулирующей гранулы тесно связано фундаментальное понятие аппроксимирующего графика отношения. Согласно [11], такой график на двумерном множестве данных по (1) задается в канонической форме как

$$f^* = A_1^x \times A_1^y + \dots + A_n^x \times A_n^y = \sum_{i=1}^n A_i^x \times A_i^y, \quad i = 1, \dots, n, \quad (2)$$

где операция "+" означает дизъюнкцию в геометрическом смысле [11]. Отметим, что в настоящей работе речь идет о декартовых координатах, в отличие от осей лингвистических переменных [11]. Как результат применения грануляции по (2) в дальнейшем мы будем рассматривать данные в канонической алгебраизированной форме, пример которой приведен на рис. 2.

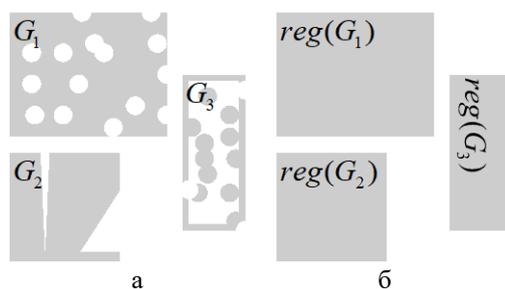


Рис. 2. Пример инкапсуляции и регуляризации двумерных данных (а) и их каноническое (регулярное) представление (б) путем верхней аппроксимации декартовыми гранулами по (2) (из [6]).

Для анализа данных также необходимы некоторые отношения между элементами. На плоскости чаще всего используются бинарные отношения положения типа $G_1 d_e G_2$ (G_2 находится на расстоянии d от G_1) и $G_1 r_\theta G_2$ (G_2 находится в направлении θ относительно G_1), где G_1 – ссылочный объект, а G_2 – изучаемый объект. Как развитие теории L. Zadeh, в наших работах [7, 13] предложена общая теория грануляции многомерных данных (теория пространственной грануляции) и система нечетких топологических отношений и мер на гранулах для операций над гранулами, которая реализует методологию вычислений на многомерных гранулах (по аналогии с вычислениями словами, введенными L. Zadeh на лингвистических переменных [11]). Рассмотрим формализацию теории пространственной грануляции.

Математическая модель гранулы. В ряде наших работ в декартовых координатах декартова гранула в пространстве R^n , моделируется с помощью определителя с $n+2$ параметром:

$${}^+G_n = \begin{vmatrix} {}^1x^1 & {}^2x^1 & \dots & {}^nx^1 & \sigma(-1)^n \\ {}^1x^2 & {}^2x^2 & \dots & {}^nx^2 & \sigma(-1)^n \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ {}^1x^n & {}^2x^n & \dots & {}^nx^n & \sigma(-1)^n \\ {}^1x^{n+1} & {}^2x^{n+1} & \dots & {}^nx^{n+1} & \sigma(-1)^n \end{vmatrix}, \quad (3)$$

где параметрами гранулы являются координаты вершин элемента ${}^ix^j, i=1, \dots, n, j=1, \dots, (n+1)$ в тензорных обозначениях. Параметр σ в (3) является весовым значением для модели гранулы и позволяет нормировать меры на гранулах при аффинных преобразованиях координат [6]. Отметим, что структурно подобные модели декартовых гранул можно записать и для случая не-аффинных преобразований координат. Так, для полярной и цилиндрической систем координат на основе модели (3) получим запись моделей гранул в виде [9]:

$${}^+G_2^{Polar}(A) = \begin{vmatrix} {}^1\varphi & {}^1\rho & \frac{{}^1\rho + {}^2\rho}{2} \\ {}^2\varphi & {}^1\rho & \frac{{}^1\rho + {}^2\rho}{2} \\ {}^2\varphi & {}^2\rho & \frac{{}^1\rho + {}^2\rho}{2} \end{vmatrix} \cdot {}^+G_3^{Cyl}(A) = \begin{vmatrix} {}^1\varphi & {}^1z & {}^1\rho & \frac{{}^1\rho + {}^2\rho}{-2} \\ {}^2\varphi & {}^1z & {}^1\rho & \frac{{}^1\rho + {}^2\rho}{-2} \\ {}^2\varphi & {}^2z & {}^1\rho & \frac{{}^1\rho + {}^2\rho}{-2} \\ {}^2\varphi & {}^2z & {}^2\rho & \frac{{}^1\rho + {}^2\rho}{-2} \end{vmatrix}, \quad (4)$$

где параметр $\sigma = \frac{{}^1\rho + {}^2\rho}{2}$ позволяет нормировать значения мер на гранулах для криволинейных координат [13]. Рассмотрим теперь применение моделей типа (3), (4) для построения функциональных элементов ИНС [5]. Для этого сначала рассмотрим базовую модель организации ИНС [1].

Организация ИНС с векторными параметрами. Математическая модель функционального элемента (ФЭ) ИНС в общем случае моделируется уравнением по [1] вида:

$$y = f(\text{net}(\mathbf{W}, \mathbf{X})), \quad (5)$$

где y – выходной сигнал ФЭ, $f(\cdot)$ – функция активации модели нейрона, а выход однослойной ИНС получается как

$$\text{net}(\mathbf{W}, \mathbf{X}) = \sum_{i=1}^N w_i u_i(\mathbf{X}) = \mathbf{WU}(\mathbf{X}), \quad (6)$$

где $\text{net}(\cdot, \cdot)$ – дискриминантная функция (ДФ) сети, \mathbf{X} – входной вектор, \mathbf{W} – матрица настраиваемых (обучаемых) параметров модели нейрона. ДФ для всех векторов входных сигналов вычисляется по (6) как скалярное произведение матрицы параметров \mathbf{W} и вектора $\mathbf{U}(\mathbf{X})$ функционального преобразования входного вектора \mathbf{X} [1].

В противовес моделям ИНС типа (5), (6) Т. Kohonen предложил метод построения ИНС в виде самоорганизующейся карты (SOM), обучающейся без учителя (самоорганизация) и имеющей наглядную интерпретацию (карта на картинной плоскости). Существенными недостатками SOM являются необходимость сложнейшей многошаговой процедуры обучения и возможная некорректность и неоднозначность отображения многомерных данных на плоскость карты [14]. В ряде наших работ предложен подход, позволяющий упростить и распараллелить процедуру самоорганизации и получить гранулированное отображение между пространствами данных одинаковой размерности [7–9].

Организация ИНС с матричными параметрами. На основе математической модели декартовой пространственной гранулы типа (3), (4) в ряде наших работ был развит подход, использующий метрические свойства определителя модели [7], вычисление которого дает значение ДФ входного сигнала, а роль матрицы коэффициентов обучения (в отличие от векторного случая) играет матрица моделей гранул (3):

$$\mathbf{W}^G = \left({}^+G^n \right) \Big|_{j,n} = \begin{pmatrix} {}^1x^1 & {}^2x^1 & \dots & {}^nx^1 & \sigma(-1)^n \\ {}^1x^2 & {}^2x^2 & \dots & {}^nx^2 & \sigma(-1)^n \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ {}^1x^n & {}^2x^n & \dots & {}^nx^n & \sigma(-1)^n \\ {}^1x^{n+1} & {}^2x^{n+1} & \dots & {}^nx^{n+1} & \sigma(-1)^n \end{pmatrix} \Big|_{j,n}. \quad (7)$$

Выход ИНС с моделью (7) определяется следующей дискриминантной функцией:

$$y = f\left(\text{net}\left(\mathbf{W}^G, \mathbf{X}\right)\right), \quad (8)$$

Функция (8) может быть линейной (для задач кластеризации), или пороговой (для задач классификации). Общая структура ИНС с ФН (2) соответствует структуре ИНС с радиально-базовыми функциями (РБФ) [1].

Процесс обучения ИНС на основе моделей (7), (8) состоит в поочередном стягивании координат каждого ФЭ $\left({}^+G^n \right) \Big|_{j,n}$, $j = 1, \dots, (n+1)$ (3) до достижения заданного порогового значения меры $\left({}^+G^n \right) \Big|_{j,n}$. В отличие от процесса обучения

SOM, РБФ и других видов ИНС этот процесс выполняется независимо для каждого ФЭ [6], т.е. все ФЭ обучаются параллельно. Поскольку изменение площади, покрываемой каждым ФН, идет в сторону уменьшения, процесс обучения является сходящимся [12].

Для реализации модели (7), (8) в [15] вводится унифицированная гибридная нейросетевая структура, каждый слой которой обучается независимо, что значительно упрощает ее практическое применение. На рис. 3 изображена общая структура предлагаемой гибридной ИНС [15] для случая обработки изображений, представленных как данные в пространстве R^2 [9].

В предлагаемой структуре рис. 3. на вход гранулирующего слоя подаются данные из пространства R^2 , предварительно разбитые с помощью сетки оптимального размера [13] (в данном примере – $M \times M$). Гранулирующий слой формирует функции принадлежности гранул с помощью нейронов (7), вычисляемых

функциями $({}^+G^n)_{j,n}$. В результате мы получаем K выходов, соответствующих функциям принадлежности (ФП) гранул $\bar{R}_i({}^1x^i, {}^2x^i)$, $i = 1, \dots, K$. Аналогичным образом, после вычисления векторов ФП, подобные же функции принадлежности объединенных гранул $\bar{R}_i({}^1x^i, {}^2x^i)$, $i = 1, \dots, K$ используются для вычисления выходов сети на перцептронный слой. Отметим, что эти ФП могут быть как дискретными, так и непрерывными [17, 18].

Выходной слой решает финальную задачу классификации входных данных с помощью K правил (2). Полученная структура является типовой, ее размеры и параметры оптимизируются для различных типов данных. На основе структуры рис. 3 возможно построение высокоэффективных систем анализа многомерных данных. Их вычислительная эффективность имеет место по причине того, что каждый слой может обучаться независимо, т.е. имея перцептрон, обученный для распознавания изображения заданного размера, мы не должны переобучать его для новых задач. Размер изображения нормализуется в гранулирующем слое.

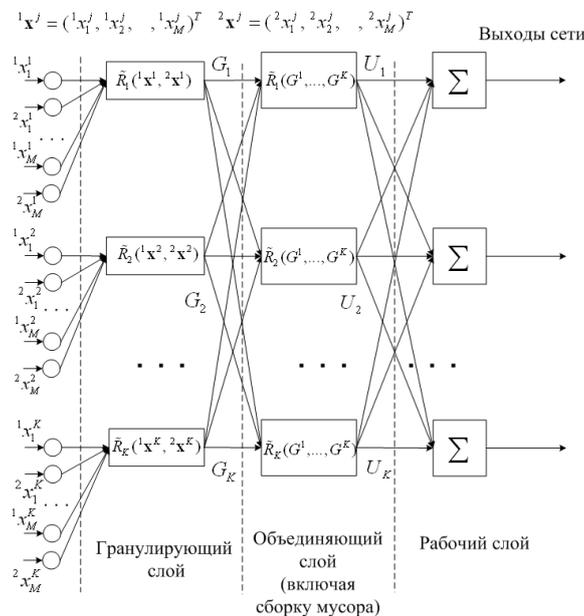


Рис. 3. Структура гибридной нейросетевой системы для грануляции и поэтапной обработки с целью классификации данных изображений [9]

Таким образом, предлагаемая типовая структура гибридной гранулирующей сети представляет собой многослойный гибридный перцептрон, который может решать задачи классификации входных данных. Слои предварительной обработки за счет выполнения грануляции решают ряд практически важных при построении ИНС вопросов, таких как сжатие входных данных, фильтрация помех, нормализация размера входных данных к размеру обученного перцептронного слоя и т.д. [9].

Итак, важнейшими особенностями предложенной гибридной структуры ИНС является ее небольшая глубина, возможность отдельного (предварительного) обучения слоев и возможность распараллеливания процесса обучения. Это дает ей существенные преимущества перед сверточной сетью [4, 5].

Заключение. В работе предложен новый тип гибридной структуры ИНС с матричными (в отличие от векторных) коэффициентами обучения. Процесс обучения входных слоев сети сводится к стягиванию границ пространственных гранул, что эквивалентно процессу сжатия информации с потерями. Структура отличается от широко распространенных по ряду важных параметров: обучение каждого ФЭ (искусственного нейрона) независимо; критерий качества обучения является информационным. Предложенные гранулирующие ИНС могут использоваться для кластеризации многомерных данных, а также для классификации данных произвольной размерности. Они реализуют принцип “стеклянного ящика”, работа которого при обработке многомерных данных полностью “прозрачна” для пользователя, что очень важно в задачах Data Mining и обработки визуальной информации [8].

Важнейшим преимуществом предложенной структуры перед сверточной сетью является возможность существенного увеличения количества параметров обучения. В сверточных сетях размер матрицы коэффициентов N ограничивается квадратом размерности пространства входных данных R^n : $N \approx kn^2$. По этой причине сети глубокого обучения, имеющие миллионы параметров обучения, выполняются с большим количеством слоев [4]. Однако наличие многослойности приводит к высокой вычислительной затратности процесса обучения сети по методу обратного распространения ошибки [10].

Предлагаемая структура сети имеет матричные (в отличие от векторных) параметры обучения в виде определителей, порядок которых P определяется размерностью входного пространства R^n как $P = (n + 1)^2$. Кроме того, выбор числа гранул в модели позволяет еще увеличить множитель в данной формуле оценки. Таким образом, размер матрицы коэффициентов для новой структуры оценивается как $N \approx kn^2(n + 1)^2$, что позволяет существенно уменьшить число слоев сети для получения такого же числа параметров обучения и, соответственно, ускорить процесс обучения. Кроме того, обучение новой структуры можно выполнять по слоям и с распараллеливанием [19, 20].

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Терехов В.Ф., Ефимов Д.В., Тюкин И.Ю. Нейросетевые системы управления. – М.: ИПРЖР, 2002. – 480 с.
2. Горбань А.Н., Дунин-Барковский В.Л., Кирдин А.Н. и др. Нейроинформатика. – Новосибирск: Наука. Сибирское предприятие РАН, 1998. – 296 с.
3. Deng L., Yu D. Deep learning: methods and applications // Foundations and Trends in Signal Processing. – 2014. – 7. – P. 197-387.
4. Mosavi A., Lopez A., Varkonyi-Koczy A. Industrial Applications of Big Data: State of the Art Survey, Advances in Intelligent Systems and Computing. – 2017.
5. Бутенков С.А. Компоненты гибридных нейросетевых интеллектуальных систем, использующие метод информационной грануляции // Сб. трудов XII Всероссийской научно-технической конференции “Нейроинформатика–2010”, Москва, 25-29 января 2010. – Т. 2. – С. 54-64.
6. Бутенков С.А. Грануляция и инкапсуляция в системах эффективной обработки многомерной информации // Искусственный интеллект. – 2005. – № 4. – С. 106-115.
7. Бутенков С.А., Жуков А.Л. Информационная грануляция на основе изоморфизма алгебраических систем // Сб. трудов Международной алгебраической конференции, посвященной 80-летию со дня рождения А.И. Кострикина, Нальчик, 12-18 июля 2009 г. – С. 206-209.
8. Butenkov S., Krivsha V., Al-Dhouyani S. Granular Computing in Computer Image Perception: basic issues and Glass Box models // In Proc. IASTED Conf. “AIA 2006”, Innsbruck, Austria, February 16-18 2006. – P. 811-816.

9. *Butenkov S.A., Krivsha V.V., Krivsha N.S.* Recognition and Perception of Images. Fundamentals and Applications. Chap. 7. The use of Mathematical Apparatus of Spatial Granulation in the Problems of Perception and Image Recognition // 2021, John Wiley & Sons, Inc., 111, River Street, Hoboken, NJ07030, USA. – P. 220-257. – ISBN 9871119750550.
10. *Weng J., Ahuja N. and Huang T.S.* Cresceptron: a self-organizing neural network which grows adaptively // Proc. International Joint Conference on Neural Networks, Baltimore, Maryland. – June, 1992. – Vol. I. – P. 576-581.
11. *Zadeh L.A.* Toward a theory of fuzzy information granulation and its centrality in human reasoning and fuzzy logic // Fuzzy Sets and Systems. – 1997. – Vol. 90. – P. 111-127.
12. *Бутенков С.А.* Алгебраические модели в задачах интеллектуального анализа многомерных данных // Сб. трудов международной конференции “Математическая теория систем 2009”, Москва, 26-30 января 2009. – С. 93-101.
13. *Бутенков С.А., Кривша В.В., Кривша Н.С.* Топологические пространственные отношения в моделях гранулирования многомерных данных // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2010. – № 6. – С. 200-211.
14. *Kohonen T.* Self-Organizing Maps. – Berlin–New York: Springer-Verlag. Third extended edition, 2001.
15. *Бутенков С.А.* Матричные нейронные сети для задач обработки и классификации многомерных данных // Матер. Восьмой Всероссийской мультikonференции по проблемам управления “МКПУ–2015”, Геленджик, 28 сентября –3 октября 2015 г. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2015. – Т. 1. – С. 34-39.
16. *Butenkov S., Zhukov A., Nagorov A., Krivsha N.* Granular Computing Models and Methods Based on the Spatial Granulation // XII Int. Symposium «Intelligent Systems», INTELS'16, 5-7 October 2016, Moscow, Russia. Elsevier Procedia Computer Science. – 2017. – 103. – P. 295-302.
17. *Ярушкина Н.Г.* Основы теории нечетких и гибридных систем. – М: Финансы и статистика, 2004. – 320 с.
18. *Krivsha N., Krivsha V., Butenkov S.* The Analytical Approach to the Parameterized Fuzzy Operators Design // 13th International Symposium Intelligent Systems - 2018 (INTELS'18), Elsevier Procedia Computer Science, 2019, St. Petersburg, Russia. – P. 193-200.
19. *Бутенков С.А., Кривша В.В., Кривша Н.С.* Моделирование структур вычисления // Информатизация и связь. – 2021. – № 3. – С. 28-32.
20. *Бутенков С.А.* Структурная организация гранулированных вычислений при обработке данных на реконфигурируемых вычислительных системах // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2018. – № 8 (202). – С. 250-262.

REFERENCES

1. *Terekhov V.F., Efimov D.V., Tyukin I.Yu.* Neyrosetevye sistemy upravleniya [Control systems with neurocomputers]. Moscow: IPRZhR, 2002, 480 p.
2. *Gorban' A.N., Dunin-Barkovskiy V.L., Kirdin A.N. i dr.* Neyroinformatika [NeuroInformatics]. Novosibirsk: Nauka. Sibirskoe predpriyatie RAN, 1998, 296 p.
3. *Deng L., Yu D.* Deep learning: methods and applications, *Foundations and Trends in Signal Processing*, 2014, 7, pp. 197-387.
4. *Mosavi A., Lopez A., Varkonyi-Koczy A.* Industrial Applications of Big Data: State of the Art Survey, *Advances in Intelligent Systems and Computing*, 2017.
5. *Butenkov S.A.* Komponenty gibridnykh neyrosetevykh intellektual'nykh sistem, ispol'zuyushchie metod informatsionnoy granulyatsii [The hybrid neuro systems components, based on information granulation], *Sb. trudov XII Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii “Neyroinformatika–2010”, Moskva, 25-29 yanvarya 2010* [Collection of proceedings of the XII All-Russian Scientific and Technical Conference “Neuroinformatics-2010”, Moscow, January 25-29, 2010], Vol. 2, pp. 54-64.
6. *Butenkov S.A.* Granulyatsiya i inkapsulyatsiya v sistemakh effektivnoy obrabotki mnogomernoy informatsii [Data granulation an encapsulation in efficient multidimensional data processing systems], *Iskusstvennyy intellect* [Artificial Intelligence], 2005, No. 4, pp. 106-115.
7. *Butenkov S.A., Zhukov A.L.* Informatsionnaya granulyatsiya na osnove izomorfizma algebraicheskikh sistem [Information Granulation based on the Algebraic Systems Isomorphism], *Sb. trudov Mezhdunarodnoy algebraicheskoy konferentsii, posvyashchenoy 80-letiyu*

- so dnya rozhdeniya A.I. Kostrikina, Nal'chik, 12-18 iyulya 2009 g.* [Collection of proceedings of the International Algebraic Conference dedicated to the 80th anniversary of the birth of A.I. Kostrikina, Nalchik, July 12-18, 2009], pp. 206-209.
8. *Butenkov S., Krivsha V., Al-Dhouyani S.* Granular Computing in Computer Image Perception: basic issues and Glass Box models, *In Proc. IASTED Conf. "AIA 2006", Innsbruck, Austria, February 16-18 2006*, pp. 811-816.
 9. *Butenkov S.A., Krivsha V.V., Krivsha N.S.* Recognition and Perception of Images. Fundamentals and Applications. Chap. 7. The use of Mathematical Apparatus of Spatial Granulation in the Problems of Perception and Image Recognition, 2021, *John Wiley & Sons, Inc., 111, River Street, Hoboken, NJ07030, USA*, pp. 220-257. ISBN 9871119750550.
 10. *Weng J., Ahuja N. and Huang T.S.* Cresceptron: a self-organizing neural network which grows adaptively, *Proc. International Joint Conference on Neural Networks, Baltimore, Maryland, June, 1992, Vol. I*, pp. 576-581.
 11. *Zadeh L.A.* Toward a theory of fuzzy information granulation and its centrality in human reasoning and fuzzy logic, *Fuzzy Sets and Systems*, 1997, Vol. 90, pp. 111-127.
 12. *Butenkov S.A.* Algebraicheskie modeli v zadachakh intellektual'nogo analiza mnogomernykh dannykh [The algebraic models for the intelligent data analysis], *Sb. trudov mezhdunarodnoy konferentsii "Matematicheskaya teoriya sistem 2009", Moskva, 26-30 yanvarya 2009* [Collection of proceedings of the international conference "Mathematical theory of systems 2009", Moscow, January 26-30, 2009], pp. 93-101.
 13. *Butenkov S.A., Krivsha V.V., Krivsha N.S.* Topologicheskie prostranstvennye otnosheniya v modelyakh granulirovaniya mnogomernykh dannykh [Topological spatial relations for the granulated multidimensional data models], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2010, No. 6, pp. 200-211.
 14. *Kohonen T.* Self-Organizing Maps. Berlin–New York: Springer-Verlag. Third extended edition, 2001.
 15. *Butenkov S.A.* Matrichnye neyronnye seti dlya zadach obrabotki i klassifikatsii mnogomernykh dannykh [Matrix Neuro Nets in the Multidimensional Data Processing and Classification Problems], *Mater. Vos'moy Vserossiyskoy mul'tikonferentsii po problemam upravleniya "MKPU-2015", Gelendzhik, 28 sentyabrya –3 oktyabrya 2015 g.* [Materials of the Eighth All-Russian Multi-Conference on Control Problems "MKPU-2015", Gelendzhik, September 28 – October 3, 2015]. Rostov-on-Don: Izd-vo YuFU, 2015, Vol. 1, pp. 34-39.
 16. *Butenkov S., Zhukov A., Nagorov A., Krivsha N.* Granular Computing Models and Methods Based on the Spatial Granulation, *XII Int. Symposium «Intelligent Systems», INTELS'16, 5-7 October 2016, Moscow, Russia. Elsevier Procedia Computer Science*, 2017, 103, pp. 295-302.
 17. *Yarushkina N.G.* Osnovy teorii nechetkikh i gibridnykh system [The fundamentals of fuzzy and hybrid systems]. Moscow: Finansy i statistika, 2004, 320 p.
 18. *Krivsha N., Krivsha V., Butenkov S.* The Analytical Approach to the Parameterized Fuzzy Operators Design, *13th International Symposium Intelligent Systems - 2018 (INTELS'18), Elsevier Procedia Computer Science*, 2019, St. Petersburg, Russia, pp. 193-200.
 19. *Butenkov S.A., Krivsha V.V., Krivsha N.S.* Modelirovanie struktur vychisleniya [Modeling computation structures], *Informatizatsiya i svyaz'* [Informatization and communication], 2021, No. 3, pp. 28-32.
 20. *Butenkov S.A.* Strukturnaya organizatsiya granulirovannykh vychisleniy pri obrabotke dannykh na rekonfiguriruemyykh vychislitel'nykh sistemakh [The structural organization of the granulated computing for the data processing by the reconfigurable computers], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2018, No. 8 (202), pp. 250-262.

Статью рекомендовал к опубликованию д.ф.-м.н. Г.В. Куповых

Кривша Наталья Сергеевна – Южный федеральный университет; e-mail: natalie-home@yandex.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +79185456456; к.т.н.; доцент.

Кривша Виталий Вадимович – e-mail: kvit_ok@mail.ru; тел.: +79281339489; к.т.н.; доцент.

Бутенков Сергей Андреевич – ОАО «Пятигорский завод Импульс»; г. Пятигорск, Россия; e-mail: saabmount@gmail.com; тел.: +79281420088; к.т.н.; доцент; с.н.с.

Krivsha Natalya Sergeevna – Southern Federal University; e-mail: natalie-home@yandex.ru; Taganrog, Russia; phone: +79185456456; cand. of eng. sc.; associate professor.

Krivsha Vitalij Vladimirovich – e-mail: kvit_ok@mail.ru; phone: +79281339489; cand. of eng. sc.; associate professor.

Butenkov Sergey Andreevich – Impuls Pyatigorsk Enterprise Company; e-mail: saabmount@gmail.com; Pyatigorsk, Russia; phone: +79281420088; cand. of eng. sc.; associate professor; senior researcher.

УДК 519.6

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-76-88

А.М. Макаров, А.С. Ермаков**ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЮ ОПЕРАТОРОВ МЕЛЛИНА И НЕКОТОРЫЕ
ЕЕ ПРИЛОЖЕНИЯ В ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ**

В развитие теории и ее приложений для обработки процессов, несущих информацию, важную роль сыграли интегральные преобразования. Математически интегральные преобразования осуществляют отображение пространства исходной переменной в новое пространство новой переменной, то есть осуществляют отображение множеств элементов пространства типа «много в одно». В теории сигналов широкое применение получило интегральное преобразование Фурье не только как представление сигналов, но и в их спектральном анализе. Интегральное преобразование Гильберта послужило в качестве развития теории цифрового представления широкополосных сигналов. В работе рассматриваются вопросы теории интегрального преобразования Меллина не так известного, как предыдущие, для его использования при обработке сигналов, помех и некоторых задач, имеющих прикладной характер в теории сигналов. Приводится теория спектрально-корреляционного анализа случайных процессов в базе интегрального преобразования Меллина. В частности, на ее основе доказана теорема (аналог теоремы Винера-Хинчина для преобразования Фурье) о связи корреляционной функции шума в базе преобразования Фурье со спектральной плотностью мощности шума в базе преобразования Меллина. Эти результаты могут быть положены в основу синтеза алгоритмов обработки сигналов на фоне помех в базе интегрального преобразования Меллина. На его основе разработана функциональная структура обнаружителя сигналов на фоне гауссовых шумов с неизвестными априори корреляционной функцией и длительностью сигнала. Следует отметить, что в работе авторов рассмотрены довольно сложные математические выкладки. Начиная знакомиться с интегральным преобразованием Меллина рекомендуем в первую очередь изучить учебное пособие.

Преобразования Меллина; теория операторов; цифровая обработка сигналов.

A.M. Makarov, A.S. Ermakov**INTRODUCTION TO MELLIN OPERATOR THEORY AND SOME
OF ITS APPLICATIONS IN SIGNAL PROCESSING**

Integral transformations have played an important role in the development of the theory and its applications for processing information-bearing processes. Mathematically, integral transformations map the space of the original variable into a new space of a new variable, that is, they map sets of elements of the space of the "many into one" type. In signal theory, the integral Fourier transform has been widely used not only as a representation of signals, but also in their spectral analysis. The Hilbert integral transformation served as a development of the theory of digital representation of broadband signals. The paper discusses the theory of the integral Mellin transform, which is not as well known as the previous ones, for its use in signal processing and interference, as well as some problems of an applied nature in signal theory. We presented the theory of spectral correlation analysis of random processes in the basis of the integral Mellin transform. In par-

ticular, a theorem (analogous to the Wiener-Hinchin theorem for the Fourier transform) is proved on its basis on the relationship of the correlation function of noise in the basis of the Fourier transform with the spectral density of noise power in the basis of the Mellin transform. These results can be used as the basis for the synthesis of signal processing algorithms against interference in the basis of the integral Mellin transform. Based on it, the functional structure of the signal detector has been developed against the background of Gaussian noise with unknown a priori correlation function and signal duration. It should be noted that the authors' work considers rather complex mathematical calculations. For beginners who get acquainted with the integral Mellin transformation, we recommend that you first familiarize yourself with the textbook. Mellin transforms; operator theory; digital signal processing.

Введение. Важную роль в различных приложениях сыграли разные интегральные преобразования, например, Фурье, Гильберта и Меллина [2–11].

Важную роль в теории цифрового представления информации сыграло преобразование Гильберта, позволившее распространить цифровую обработку на широкополосные сигналы.

Известно применение интегрального преобразования Меллина, обеспечивающее масштабную инвариантность порогов решающих правил к масштабным изменениям анализируемых сигналов [12]. Следует отметить, что преобразование Меллина уже получило отражение в работе [1] в качестве учебного пособия для обучения студентов.

Весьма интересно отметить применение теории интегрального преобразования Меллина в физических приложениях. Особый интерес представляет теория решения интегральных уравнений Фредгольма на основе мультипликативной характеристической функции, порождаемой интегральным преобразованием Меллина. В работе приведена основная теорема о равенстве Парсеваля, позволяющая применять интегральное преобразование Меллина в приложениях обработки сигналов. Приводится теория спектрально-корреляционного анализа случайных процессов в базисе интегрального преобразования Меллина [13], в частности, на ее основе доказана теорема (аналог теоремы Винера-Хинчина для преобразования Фурье), результаты которой приводят к осуществлению процедуры синтеза оптимального приемника сигналов на фоне неизвестной корреляционной функции шума [14]. На его основе разработана функциональная структура обнаружителя сигналов на фоне гауссовых шумов с неизвестными априори корреляционной функцией и длительностью сигнала.

Разработана теория операторов, порождаемых сверткой Меллина, позволяющая решать широкий класс дифференциальных уравнений Фредгольма второго рода, и, что особенно важно, находить пары ядер взаимно обратимых интегральных преобразований по заданному одному из ядер.

Как показывают результаты исследований, которые приведены в статье, преобразование Меллина прошло путь от математической теории до разработки ее конкретных приложений. В этом направлении авторами статьи разработана теория параметрически периодических тригонометрически-логарифмических функций. Полученные результаты позволяют поставить задачу создания цифровой модели реализации преобразования Меллина как единого модуля в виде отдельной вычислительной процедуры.

Целью представления работы является некоторое подведение итогов работы авторов в области развития методов и приложений теории интегрального преобразования Меллина к обработке сигналов на фоне помех, что и обусловило использование некоторого учебного стиля изложения материала. Мы посчитали это возможным для ознакомления с основами преобразования Меллина начинающих молодых ученых, аспирантов и магистров технических специальностей.

1. Определения и равенство Парсеваля. Приведем определение понятия о тригонометрически-логарифмических функциях. Под ними понимаются функции, порождаемые ядрами интегрального преобразования Меллина.

$$K_{er} = x^{S-1}, \quad x \in (0; \infty); \quad S = \delta + ju;$$

$\delta \in (\delta_1, \delta_2)$ – кольцо сходимости интеграла;

$$u \in (-\infty; \infty).$$

или

$$x^S = x^{\delta+ju} = x^\delta e^{ju \ln x} = x^\delta (\cos u \ln x + j \sin u \ln x), \text{ причем } \infty > x > 0.$$

Основное свойство этих функций при их применении в качестве ядер интегральных преобразований – масштабная инвариантность модуля образа преобразования. Этим свойством обладает интегральное преобразование Меллина. Тригонометрически-логарифмические функции его ядра являются параметрическими и периодическими с периодом, равным $e^{2\pi n}$, $n = 0, 1, 2, \dots$

Теорема: Пусть $t^{k-1}f(t) \in L(0, \infty]$ в некоторой окрестности $(x - \sigma, x + \sigma)$ точки $t = x > 0$ имеем ограниченное изменение. Если $\sigma = \frac{1}{2}$, то будет выполняться равенство Парсеваля, если $\sigma > \frac{1}{2}$, то неравенство Бесселя ($\sigma_1 < \sigma \leq \sigma_2$, область сходимости преобразования Меллина).

Для математических приложений значение σ определяет область сходимости интеграла преобразования Меллина. В обработке сигналов основополагающим является выполнение равенства Парсеваля, то есть выполнение закона о сохранении энергии сигнала до преобразования и после преобразования.

Доказательство:

Запишем выражение квадрат модуля

$$\|M(S)\|^2 = \int_0^\infty \int_0^\infty t_1^{s-1} \cdot t_1^{s^*-1} f(t_1) f(t_2) dt_1 dt_2, \quad (1)$$

где * – знак комплексно-сопряженной величины;

$$f(t_1), f(t_2) \in L(0, \infty].$$

Тогда энергия $f(t)$ равна

$$\int_{-\infty}^\infty \|M(S)\|^2 ds = \frac{1}{2\pi i} \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty t_1^{s-1} \cdot t_1^{s^*-1} f(t_1) f(t_2) dt_1 dt_2 ds = \int_0^\infty f^2(t) dt. \quad (2)$$

Пусть

$$\int_{-\infty}^\infty \left[\int_0^\infty t_1^{s-1} t_1^{s^*-1} f(t_1) f(t_2) dt_1 \right] ds = f(t_2).$$

Полагая, что условия перемены порядка интегрирования выполняются, имеем

$$\Psi(t_1, t_2) f(t_1) dt_1 = f(t_2), \quad (3)$$

$$\int \Psi(t_1, t_2) dt_1 = \int_0^\infty t_1^{s-1} t_2^{s^*-1} ds = 2\pi j t_1^{\sigma-1} \int_0^\infty t_1^{\sigma-1} f(t_1) \delta(\ln t_1 - \ln t_2) dt_1,$$

где δ – дельта функция.

Сделаем замену переменной $t_1 = e^{alnt}$, получим равенство,

$$2\pi j t_2^{2\sigma-1} f(t_2) = f(t_2), \quad (4)$$

которое выполняется при $\sigma = \frac{1}{2}$. Теорема доказана.

2. Введение в теорию операторов, порождаемых интегральным преобразованием Меллина. Важной особенностью ПМ является то, что, следуя теореме Слейтер, интегралы, принадлежащие классу гамма-функций и гипергеометрических функций, представляются в виде интегралов Меллина-Барнса, подлежат регулярному обратному преобразованию Меллина на основе регулярной теоремы Слейтер. В следствии чего целесообразно разработать основы теории операторов, применяя которые для упрощения решения задач, имеет возможность находить оригинал по его образу.

На основе результатов работ [2, 3, 4, 6] получены основные соотношения для операторов:

$$M(x; \nu) = \int_0^{\infty} x(t)t^{\nu-1}dt, \quad (5)$$

$$M(u; \nu) = \int_0^{\infty} u(t)t^{\nu-1}dt, \quad (6)$$

которые порождают ряд важных равенств и широко используются в дальнейших приложениях преобразования Меллина.

По аналогии с [2] рассмотрим интегральные преобразования ядер, зависящих от произведения аргументов

$$x(t) = \int_0^{\infty} u(s)\varphi(st)ds, t \geq 0, \quad (7)$$

$$u(s) = \int_0^{\infty} x(t)\theta(st)dt, s \geq 0. \quad (8)$$

Вычислим от (7) преобразование Меллина

$$M(x; \nu) = \int_0^{\infty} \left(\int_0^{\infty} u(s)\varphi(st) \right) t^{\nu-1} dt ds.$$

Сделав замену переменной $y=st$, после несложных преобразований получим

$$M(x; \nu) = \int_0^{\infty} u(s)s^{-\nu} ds \int_0^{\infty} \varphi(y)y^{\nu-1} dy = M(u; 1 - \nu)M(\varphi; \nu),$$

где

$$M(u; 1 - \nu) = \int_0^{\infty} u(s)s^{-\nu} ds. \quad (9)$$

Введя в (9) новую переменную $1 - \nu = p$, получим

$$M(u; 1 - \nu) = \int_0^{\infty} u(s)s^{p-1} ds = M(u; p) \quad (10)$$

с учетом $-\nu = p - 1$ имеем равенство (9).

Из (9) и (10) следует дуальность преобразования операторов $M(\cdot; \cdot)$, которая сохраняет равенство

$$M(u; 1 - \nu)M(\varphi; \nu) = M(\varphi; 1 - \nu)M(u; \nu). \quad (11)$$

Это свойство играет важную роль во многих приложениях работ [3, 5, 8].

Аналогично, вышеприведенному выводу, вычислим от (8) преобразование Меллина и получим:

$$\int_0^{\infty} u(s)s^{\nu-1} ds = \int_0^{\infty} \left(\int_0^{\infty} x(t)\theta(st) \right) s^{\nu-1} ds dt = M(x; 1 - \nu)M(\theta; \nu). \quad (12)$$

Тогда из равенства (11) имеем следующее равенство

$$M(x; 1 - \nu)M(\theta; \nu) = M(\theta; 1 - \nu)M(x; \theta). \quad (13)$$

Таким образом, получаем следующие операторные соотношения:

$$M(x; \nu) = M(u; 1 - \nu)M(\varphi; \nu), \quad (14)$$

$$M(x; 1 - \nu) = M(u; \nu)M(\varphi; 1 - \nu), \quad (15)$$

$$M(u; \nu) = M(x; 1 - \nu)M(\theta; \nu), \quad (16)$$

$$M(u; 1 - \nu) = M(x; \nu)M(\theta; 1 - \nu). \quad (17)$$

Далее, из (14) найдем

$$M(\varphi; \nu) = M(x; \nu) / M(u; 1 - \nu). \quad (18)$$

Из (17) запишем

$$M(\theta; 1 - \nu) = M(u; 1 - \nu) / M(x; \nu). \quad (19)$$

На основе (18) и (19) имеем важное равенство, которое используется при решении уравнений Фредгольма второго рода

$$M(\varphi; \nu)M(\theta; 1 - \nu) = \frac{M(x; \nu)M(u; 1 - \nu)}{M(u; 1 - \nu)M(x; \nu)} = 1. \quad (20)$$

На основе свойства дуальности равенство (20) запишется в виде

$$M(\theta; \nu)M(\varphi; 1 - \nu) = 1. \quad (21)$$

Объединяя (20) и (21), получим следующее равенство

$$\frac{M(\varphi; \nu)M(\theta; 1 - \nu)}{M(\theta; \nu)M(\varphi; 1 - \nu)} = 1. \quad (22)$$

Вводя оператор обратного преобразования Меллина

$$x(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} M(\nu)t^{-\nu} d\nu = M^{-1}(x; \nu) \quad (23)$$

из (20) имеем

$$M(\varphi; \nu) = \frac{1}{M(\theta; 1 - \nu)},$$

или

$$M^{-1}(M(\varphi; \nu)) = M^{-1}(1/M(\theta; 1 - \nu)),$$

или

$$\varphi(\nu) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{t^{-\nu}}{M(\theta; 1 - \nu)} d\nu. \quad (24)$$

Аналогично для

$$\theta(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{t^{-\nu}}{M(\varphi; 1 - \nu)} d\nu. \quad (25)$$

Из (24) и (25) получаем интегральное решение, в котором находят сопряженные ядра новых интегральных преобразований. Примеры решения-приведены в 4 разделе статьи.

III. Метод решения операторного уравнения Фредгольма. Известно применение свойств мультипликативной свертки, порождаемой преобразованием Меллина, для решения линейных интегральных уравнений второго рода (интегральные уравнения (ИУ) Фредгольма) [15, 16]. Анализ его решения показал, что применение этих методов в классе тригонометрически-логарифмических функций недостаточно исследованы.

Рассмотрим особенности обобщение решения интегрального уравнения Фредгольма на класс тригонометрически-логарифмических функций для расширения области применения и способов обращения результата в область переменной времени. Следуя работе [8], под интегральным уравнением будем понимать уравнение вида:

$$\left(F(x, \varphi(x)), \int_a^b k(x \oplus y), \varphi(y) dy \right) = 0, \quad (26)$$

где $\varphi(y)$ – неизвестная функция, подлежащая вычислению;

\oplus – знак композиции x и y ;

$k(x \oplus y)$ – ядро интегрального преобразования, которое в общем случае является комплексной функцией.

Интегральное уравнение Фредгольма запишется так:

$$k(x) \cdot \varphi(x) + f(x) = \int_a^b k(x \oplus y) \cdot \varphi(y) \frac{dy}{y}, \quad (27)$$

В данной работе рассмотрены уравнения, при которых x и y взаимодействуют в виде частного $\frac{x}{y}$ и произведения $x \cdot y$; $a=0, b=\infty; k(x) = x^{v-1}$, тогда

$$x^{v-1} \varphi(x) + f(x) = \int_0^\infty k(x/y) y^{v-1} \varphi(y) \frac{dy}{y}, \quad (28)$$

$$x^{v-1} \varphi(x) + f(x) = \int_0^\infty k(x \cdot y) y^{v-1} \frac{\varphi(y)}{y} dy. \quad (29)$$

Рассмотрим метод решения (28):

взяв преобразование Меллина от левой и правой части

$$\int_0^\infty x^{v-1} \varphi(x) x^{s-1} dx + \int_0^\infty f(x) x^{s-1} dx = \int_0^\infty \left[\int_0^\infty k(x/y) y^{v-1} \frac{\varphi(y)}{y} dy \right] x^{s-1} dx,$$

получим:

$$M_1(S + v - 1) + M_2(S) = M_3(S) M_1(S + v - 1), \quad (30)$$

где $M_1(S + v - 1) = \int_0^\infty x^{v-1} \varphi(x) x^{s-1} dx$,

$$M_2(S) = \int_0^\infty f(x) x^{s-1} dx;$$

$$M_3(S) = \int_0^\infty k(x) x^{s-1} dx.$$

Отсюда решение (30) равно

$$M_1(S + v - 1) = \frac{M_2(S)}{1 - M_3(S)}, \quad (31)$$

Искомое решение для (28) запишется в виде обратного преобразования Меллина от (31)

$$x^{v-1} \varphi(x) = \frac{1}{2\pi j}. \quad (32)$$

Аналогично получим решение для (28)

$$x^{v-1} \varphi(x) + f(x) = \int_0^\infty k(xy) x^{v-1} \varphi(y) dy,$$

где $M_3(S) = \int_0^\infty k(x) x^{s-1} dx$.

Тогда решение в пространстве переменной S запишется как:

$$M_1(S + \nu - 1) = \frac{M_2(S) + M_2(1-S) \cdot M_3(S)}{1 - M_3(S)M_3(1-S)}, \quad (33)$$

А решение интегрального уравнения в пространстве переменной x равно:

$$x^{\nu-1} \varphi(x) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{M_2(S) + M_2(1-S)M_3(S)}{1 - M_3(S)M_3(1-S)} x^{-S} dS. \quad (34)$$

Полученные соотношения для решения интегральных уравнений (31) и (32) верны в классе тригонометрически-логарифмических функций вида:

$$x^{\nu-1} \varphi(x) = x^{\delta-1} (\cos u \ln x + j \sin u \ln x) \varphi(x) = x^{\delta-1} \varphi(x) (\cos u \ln x + j \sin u \ln x).$$

Для такого класса функций лучше всего подходит уравнения свертки:

$$\int_0^\infty k(x) k(y/x) \frac{dx}{x} = M_1(S) M_2(S). \quad (35)$$

Свертка (35) порождена интегральным преобразованием Меллина. Для этого преобразования имеются обширные таблицы [4, 6, 7], что позволяет решить интегральные уравнения в пространстве новой переменной S . Но во всех методах операторного решения интегральных уравнений, как и методы, основанные на интегральном преобразовании Лапласа, обладают одной весьма трудоемкой операцией: обращением этого решения с помощью обратного преобразования. Такого рода операция является крайне нетривиальной. В большой мере это касается операции обратного преобразования Меллина. В работе используются методы обращения, основанные на теории вычетов: контура Бромвича и интеграла Бромвича-Вагнера, а также теоремы Слейтер.

4. Нахождение ядер пар интегральных преобразований в базисе Меллина. Пусть заданы два интегральных преобразования функций $x(t)$ и $U(S)$, имеющие ядра вида $\varphi(St)$ – прямое интегральное преобразование и $\theta(St)$ – обратное интегральное преобразование.

$$x(t) = \int_0^\infty U(S) \varphi(St) dS, \quad (36)$$

$$U(S) = \int_0^\infty x(t) \theta(St) dt. \quad (37)$$

Для нахождения ядра интегрального преобразования с известным ядром $\varphi(St)$ обратным к $\varphi(St)$, т.е. в (37) это $\theta(St)$, необходимо решить интегральное уравнение вида:

$$\theta(Z) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{Z^{-\nu}}{M(\varphi, 1-\nu)} d\nu, \quad (38)$$

где $\nu = \delta + ju$;

$M(\varphi, 1 - \nu)$ – прямое преобразование Меллина от известного априори ядра $\varphi(St)$. Уравнение (38) было получено Л. Френкс в [3]. В работах автора это соотношение получило полное доказательство и математическое обоснование.

Для внесения конкретности рассмотрим примеры:

Пример 1.

Пусть задано ядро $\varphi(x) = (\lambda - x)^{-1}$, $\lambda < 0$; $x \in (0, \infty)$.

Тогда преобразование Меллина равно

$$M(\varphi, p) = \pi \lambda^{p-1} \cot \pi p, \quad 0 < R_e p < 1,$$

Из (25) получим:

$$\theta(Z) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{\sin(\pi(1-\nu))}{\pi \lambda^{-\nu} \cos(\pi(1-\nu))} Z^{-\nu} d\nu.$$

Вычислить интеграл возможно на основе контура интеграла Бромвича-Вагнера, т.е.

$$\frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} f(\nu) Z^{-\nu} d\nu = \sum_{k=1}^n \operatorname{Res}[Z^{-\nu} f(\nu)],$$

где оператор Res означает вычет функции $Z^{-\nu} f(\nu)$.

После несложных преобразований получаем

$$\operatorname{Res} = \frac{p^{-(1/2+k)} \sin \pi(\frac{1}{2} + k)}{\pi \sin \pi(\frac{1}{2} + k)} = \frac{1}{\pi} \lambda^{\frac{1}{2}+k} Z^{-(\frac{1}{2}+k)},$$

$k=0, 1, 2, \dots, m$.

Таким образом, искомое ядро интегрального уравнения имеет вид

$$\theta(Z) = \frac{\lambda^{\frac{1}{2}+k}}{\pi} Z^{-(\frac{1}{2}+k)}.$$

Пример 2.

Пусть задана функция

$$\varphi(x) = \ln \left| \frac{1+x}{1-x} \right|,$$

для нее преобразование Меллина получим как

$$M(\varphi, S) = \frac{\pi \tan(\pi \frac{S}{2})}{S},$$

Тогда

$$\theta(Z) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{1-\nu}{\pi \cot \pi \frac{\nu}{2}} Z^{-\nu} d\nu,$$

Или перепишем в развернутом виде

$$\theta(Z) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{(1-\nu) \sin \pi \frac{\nu}{2}}{\pi \cos \pi \frac{\nu}{2}} Z^{-\nu} d\nu,$$

Тогда

$$\theta(Z) = \operatorname{Res} \left[\frac{Z^{-\nu} (1-\nu) \sin \pi \frac{\nu}{2}}{\pi \cos \pi \frac{\nu}{2}} \right]$$

или после взятия вычетов имеем:

$$\theta(Z) = \frac{4k}{\pi^2} Z^{-(\frac{1}{2}+k)}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, m.$$

Приведенные примеры показывают возможность нахождения ядер пар интегральных преобразований по алгоритму: задавая вид ядра прямого преобразования, найти ему соответствующее ядро обратного интегрального преобразования. То есть такой подход позволяет расширить класс интегральных преобразований для различных классов их ядер.

5. Спектрально-корреляционный анализ случайных процессов в базе преобразований Меллина. Решение задачи синтеза оптимального обнаружения сигнала на фоне шума с неизвестной формой корреляционной функции рассматривалось в работах [3]. В результате проведенных исследований ее удалось решить с использованием методов оценки корреляционной функции или ее спектральной плотности мощности, что, естественно, не позволяет работать в реальном масштабе времени.

С появлением в современных системах связи широкополосных сигналов не удается привести спектральную плотность мощности шума к постоянной величине в полосе пропускания сигнала. Актуальность решения такой задачи увеличивается с появлением широкого класса сигналов со скачками частоты в современных системах обработки информации. Как показано в работах [1, 14] решение возможно в базе интегрального преобразования Меллина. Показано, что в этом базисе при интервале корреляции, намного меньшим длительности анализируемой выборки, спектральная плотность мощности имеет вид:

$$P(u) = \int_0^{\infty} B(\tau) d\tau \int_0^{\infty} \frac{\cos(uy)}{\operatorname{ch}(y/2)} dy, \quad (39)$$

где $B(\tau)$ – автокорреляционная функция шума.

На основе теоремы Винера-Хинчина для корреляционной функции имеем:

$$R(y) = \frac{\tau_k \sigma}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\cos(yt)}{\operatorname{ch}(\pi t)} dt = \frac{\pi \tau_k \sigma}{\operatorname{ch}(\frac{y}{2})}, \quad (40)$$

где σ – среднеквадратичное отклонение шума;

τ_k – интервал корреляции шума.

Из выражения (40) следует, что корреляционная функция шума после преобразования Меллина инвариантна к виду исходной корреляционной функции шума.

6. Согласованный фильтр в условии априорной неопределенности о корреляционной функции шума. Для синтеза квазиоптимального согласованного фильтра по критерию максимума отношения сигнал/шум по выходу воспользуемся методом приведения шума произвольной КФ к «белому» шуму.

Структурную схему представим в виде [14, 15]:

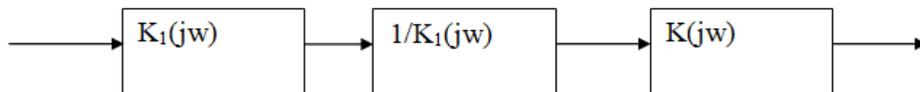


Рис. 1. Квазиоптимальный фильтр для обнаружения сигнала при произвольной КФ шума

$$P(t) = S(t) \rightarrow S(\omega); h(t) \rightarrow W(\omega);$$

$$y(u) \rightarrow S(f); h(u) \rightarrow W(f)$$

где $S(\omega)$ – спектральная плотность шума $S(u)$ на входе;

$W(\omega)$ – спектральная плотность мощности шума $S(u)$ на входе;

$S(f)$ – спектральная плотность сигнала $S(f)$ после интегрального ПМ

$W(f)$ – спектральная плотность мощности шума после интегрального преобразования Меллина.

Следуя работе [3] передаточную функцию квазиоптимального фильтра получим:

$$K(jf)_{opt} = k_0 \cdot \frac{S^*(f)}{W(f)} \cdot e^{-jft_0}, \quad (41)$$

где t_0 – время отсчета отклика на выходе согласованного фильтра.

k_0 – постоянная величина.

На рис. 2 приведена реализация определения модуля преобразования Меллина входной смеси сигнала и помехи.

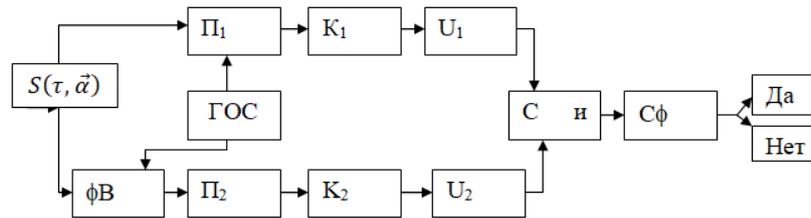


Рис. 2. Структурная схема обнаружителя квазидетерминированного сигнала в пространстве преобразования Меллина

где $\Phi В$ – фазовращатель на $\frac{\pi}{2}$;

ГОС – генератор опорного сигнала вида $\frac{\cos u \ln x}{\sqrt{x}}$ или $\frac{\sin u \ln x}{\sqrt{x}}$;

Π_1, Π_2 – первый и второй множители опорных сигналов и сигналов ГОС;

K_1, K_2 – первый и второй квадраторы;

U_1, U_2 – первый и второй интеграторы;

С и УИК – сумматор и устройство извлечения корня квадратного;

Сф – согласованный фильтр в пространстве переменной интегрального преобразования Меллина.

Итоги и пути дальнейших исследований. Как показывают результаты исследований, которые приведены в статье, преобразование Меллина прошло путь от математической теории до разработки ее конкретных приложений. К задаче, которая должна решаться в дальнейшем, относится создание цифровой модели интегрального преобразования Меллина [16–19] с ядрами, для которых требуется шаг дискретизации порядка аттосекунды. И даже, возможно, опуститься до сотысячной доли аттосекунды, что приведет к расширениям круга решаемых прикладных задач.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Клименко П.П., Корниенко В.Т., Макаров А.М., Геложье Ю.А., Максимов А.В. Прикладные методы цифровой обработки сигналов в радиотехнических системах. – Ростов-на-Дону; Таганрог, 2021.
2. Джрбабян М.М. Интегральные преобразования и представление функций в комплексной области. – М.: Изд-во «Наука». Главная редакция физико-математической литературы, 1965.
3. Френкс Л. Теория сигналов. Нью-Джерси, 1969 г.: пер. с англ. / под ред. Д.Е. Вакмана. – М.: Сов. радио, 1974. – 344 с.
4. Fritz Jberhettinger Tabela of Mellin Transforms. – Springer-verlag. Berlin, Heidelberg, New York, 1974.

5. *Краснов М.Л., Киселев А.И., Макаренко Г.И.* Интегральные уравнения: Задачи и примеры с подробными решениями: учеб. пособие. – 3-е изд. испр. – М.: УРСС, 2003. – 192 с.
6. *Бейтмен Г., Эрдейи А.* Таблицы интегральных преобразований. Т. 1. Преобразование Фурье, Лапласа, Меллина. – М.: Изд-во «Наука», 1965.
7. *Bertrand J., Bertrand P., Ovarlez j.* The Mellin Transform. The Transforms and Applications Handbook. – Second ed. / Ed. Alexander D. Poularikas. – Boca Raton: CRC Press LLC, 2000.
8. *Шаниро Д.А.* Уравнения в частных производных. Специальные функции. Асимптотики. Конспект лекций по математическим методам физики. – Новосибирск: Новосибирский государственный университет, 2004. – 122 с.
9. *Philip E. Zwiche.* A new implementation of the radar classification of ships // IEEE Trans. of Pattern analysis and machine Intellectency. – March 1983. – Vol. PAMI-5, No. 2.
10. *Sheng Y., Arsenault H.* Experiments on pattern recognition using invariant Fourier-Mellin descriptors // J. Opt. Soc. Am. – 1986. – No. 3 (6). – P. 885-887.
11. *Reddy S., Chatterji B.* Техника на основе FFT для преобразования, вращения и масштабирования инвариантного изображения. Регистрация // IEEE Trans. об обработке изображений. – 1996. – Т. 5. – С. 126-127.
12. *Zalubas E.J., Williams W.J.* Discrete scale transform for signal analysis // Proceedings of the 20th IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '95), May 1995, Detroit, Mich, USA 3. – P. 1557-1560.
13. *Макаров А.М.* Взаимосвязь автокорреляционной функции стационарных случайных процессов в базе преобразования Фурье со спектральной плотностью мощности в базе преобразования Меллина (аналог теоремы Винера-Хинчина) // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2014. – № 11 (160). – С. 52.
14. *Макаров А.М., Ермаков А.С.* Оптимальный согласованный фильтр для обнаружения сигнала на фоне шума с неизвестной корреляционной функцией // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – № 11 (172). – С. 42-55.
15. *Makarov A.M., Ermakov A.S.* Method development for solving Fredholm integral equations of the second kind based on the Mellin multiplicative convolution in the class of trigonometric-logarithmic functions // Conference Proceedings - 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW 2021. – 2021. – P. 71-74.
16. *Макаров А.М., Постовалов С.С.* Введение в теорию операторов, порождаемых интегральным преобразованием Меллина // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении "КомТех-2019": Сб. материалов Всероссийской научно-технической конференции с международным участием. – Ростов-на-Дону – Таганрог, 2019. – С. 34-39.
17. *De Sena A, Rocchesso D.* A fast Mellin transform with applications in DAFx. Proceedings of the 7th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx '04), October 2004, Napoli, Italy. – P. 65-69.
18. *Макаров А.М., Постовалов С.С.* Математическая модель тригонометрически-логарифмических базисных функций преобразования Меллина и их цифровая реализация // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2018. – № 3 (197). – С. 22-33.
19. *Makarov A.M., Postovalov S.S., Ermakov A.S.* Application of integral transforms in algorithms for detecting signals against a background of noise under priori uncertainty using the Mellin's transforms // 2020 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, FarEastCon 2020. – 2020. – P. 927137.
20. *Постовалов С.С., Макаров А.М.* Результаты исследования точности представления параметрически периодических нестационарных функций ядра интегрального преобразования Меллина // Университетские чтения – 2020: Матер. научно-методических чтений ПГУ. – Пятигорск, 2020. – С. 22-46.

REFERENCES

1. *Klimenko P.P., Kornienko V.T., Makarov A.M., Gelozhe Yu.A., Maksimov A.V.* Prikladnye metody tsifrovoy obrabotki signalov v radiotekhnicheskikh sistemakh [Applied methods of digital signal processing in radio systems]. Rostov-on-Don; Taganrog, 2021.
2. *Dzhrbashyan M.M.* Integral'nye preobrazovaniya i predstavlenie funktsiy v kompleksnoy oblasti [Integral transformations and representation of functions in the complex domain]. Moscow: Izd-vo «Nauka». Glavnaya redaktsiya fiziko-matematicheskoy literatury, 1965.

3. *Frenks L.* Teoriya signalov. N'yu-Dzhersi, 1969 g. [Signal theory. New Jersey, 1969]: transl. from english, ed. by D.E. Vakmana. Moscow: Sov. radio, 1974, 344 p.
4. Fritz Jberhettinger *Tables of Mellin Transforms.* Springer-verlag. Berlin, Heidelberg, New York, 1974.
5. *Krasnov M.L., Kiselev A.I., Makarenko G.I.* Interral'nye uravnenii: Zadachi i primery s podrobnymi resheniyami: ucheb. posobie [Interactive equations: Problems and examples with detailed solutions: textbook]. 3rd ed. Moscow: URSS, 2003, 192 p.
6. *Beytmen G., Erdeyi A.* Tablitsy integral'nykh preobrazovaniy. T. 1. Preobrazovanie Fur'e, Laplasya, Mellina [Tables of integral transformations. Vol. 1. Fourier, Laplace, Mellin transform]. Moscow: Izd-vo «Nauka», 1965.
7. *Bertrand J., Bertrand P., Ovarlez J.* The Mellin Transform. The Transforms and Applications Handbook. Second ed. Ed. Alexander D. Poularikas. Boca Raton: CRC Press LLC, 2000.
8. Shapiro D.A. Uravneniya v chastnykh proizvodnykh. Spetsial'nye funktsii. Asimptotiki. Konspekt lektsiy po matematicheskim metodam fiziki [Partial differential equations. Special functions. Asymptotics. Lecture notes on mathematical methods of physics]. Novosibirsk: Novosibirskiy gosudarstvennyy universitet, 2004, 122 p.
9. *Philip E. Zwiche.* A new implementation of the radar classification of ships, *IEEE Trans. of Pattern analysis and machine Intellegency*, March 1983, Vol. PAMI-5, No. 2.
10. *Sheng Y., Arsenault H.* Experiments on pattern recognition using invariant Fourier-Mellin descriptors, *J. Opt. Soc. Am.*, 1986, No. 3 (6), pp. 885-887.
11. *Reddy S., Chatterji B.* Tekhnika na osnove FFT dlya preobrazovaniya, vrashcheniya i masshtabirovaniya invariantnogo izobrazheniya. Registratsiya [FFT based technique for invariant image transformation, rotation and scaling. Registration], *IEEE Trans. ob obrabotke izobrazheniy* [EEE Trans. about image processing], 1996, Vol. 5, pp. 126-127.
12. *Zalubas E.J., Williams W.J.* Discrete scale transform for signal analysis, *Proceedings of the 20th IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '95), May 1995, Detroit, Mich, USA 3*, pp. 1557-1560.
13. *Makarov A.M.* Vzaimosvyaz' avtokorrelyatsionnoy funktsii statsionarnykh sluchaynykh protsessov v bazise preobrazovaniya Fur'e so spektral'noy plotnost'yu moshchnosti v bazise preobrazovaniya Mellina (analog teoremy Vinera-Khinchina) [Relationship between the auto-correlation function of stationary random processes in the basis of the Fourier transform and the power spectral density in the basis of the Mellin transform (analogue of the Wiener-Khinchin theorem)], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2014, No. 11 (160), pp. 52.
14. *Makarov A.M., Ermakov A.S.* Optimal'nyy soglasovannyi fil'tr dlya obnaruzheniya signala na fone shuma s neizvestnoy korrelyatsionnoy funktsiyey [Optimal matched filter for detecting a signal against a background of noise with an unknown correlation function], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2015, No. 11 (172), pp. 42-55.
15. *Makarov A.M., Ermakov A.S.* Method development for solving Fredholm integral equations of the second kind based on the Mellin multiplicative convolution in the class of trigonometric-logarithmic functions, *Conference Proceedings - 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW 2021*, 2021, pp. 71-74.
16. *Makarov A.M., Postovalov S.S.* Vvedenie v teoriyu operatorov, porozhdaemykh integral'nym preobrazovaniem Mellina [Introduction to the theory of operators generated by the Mellin integral transformation], *Komp'yuternye i informatsionnye tekhnologii v nauke, inzhenerii i upravlenii "KomTekh-2019": Sb. materialov Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem* [Computer and information technologies in science, engineering and management "ComTech-2019": Collection of materials of the All-Russian scientific and technical conference with international participation]. Rostov-on-Don – Taganrog, 2019, pp. 34-39.
17. *De Sena A, Rocchesso D.* A fast Mellin transform with applications in DAFx. Proceedings of the 7th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx '04), October 2004, Napoli, Italy, pp. 65-69.
18. *Makarov A.M., Postovalov S.S.* Matematicheskaya model' trigonometricheski-logarifmicheskikh bazisnykh funktsiy preobrazovaniya Mellina i ikh tsifrovaya realizatsiya [Mathematical model of trigonometric-logarithmic basis functions of the Mellin transform and their digital implementation], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2018, No. 3 (197), p. 22-33.

19. *Makarov A.M., Postovalov S.S., Ermakov A.S.* Application of integral transforms in algorithms for detecting signals against a background of noise under priori uncertainty using the Mellin's transforms, *2020 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, FarEastCon 2020*, 2020, pp. 927137.
20. *Postovalov S.S., Makarov A.M.* Rezul'taty issledovaniya tochnosti predstavleniya parametricheski periodicheskikh nestatsionarnykh funktsiy yadra integral'nogo preobrazovaniya Mellina [Results of a study of the accuracy of the representation of parametrically periodic non-stationary functions of the kernel of the Mellin integral transform], *Universitetskie chteniya – 2020: Mater. nauchno-metodicheskikh chteniy PGU* [University readings - 2020: Materials of scientific and methodological readings of PSU]. Pyatigorsk, 2020, pp. 22-46.

Статью рекомендовал к опубликованию д.ф.-м.н., профессор Г.В. Куповых.

Макаров Анатолий Михайлович – Пятигорский государственный университет; e-mail: mellin_22@mail.ru; г. Пятигорск, Россия; тел.: 89283746783; кафедра информационно-коммуникационных технологий, математики и информационной безопасности; д.т.н.; профессор.

Ермаков Александр Сергеевич – e-mail: ermakov@cascad-kmv.ru; тел.: 89620206506; кафедра информационно-коммуникационных технологий, математики и информационной безопасности; старший преподаватель.

Makarov Anatoly Mikhailovich – Pyatigorsk State University; e-mail: mellin_22@mail.ru; Pyatigorsk, Russia; phone: +79283746783; the department of ICTMIS; dr. of eng. sc.; professor; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6338-9493>.

Ermakov Alexander Sergeevich – e-mail: ermakov@cascad-kmv.ru; phone: +79620206506; the department of ICTMIS; senior lecturer; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7041-9961>.

УДК 004.8

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-88-95

Е.С. Подоплелова, И.И. Князев

МОДИФИКАЦИЯ МЕТОДА ФМЕА ПРИ ПОМОЩИ АЛГОРИТМОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

Оценка рисков – важная задача в любых сферах, начиная от производства, заканчивая медициной. Риски сопровождают проект, продукт или процесс на всей жизнедеятельности, с момента планирования до его полного прекращения. На каждом из них существуют свои подходы. К ним относится ФМЕА (Failure Mode and Effects Analysis) – анализ видов и последствий отказов. Предлагаемая модель основана на методе ФМЕА, базирующемся на оценке рисков по трем критериям: тяжесть последствий при реализации угрозы и сложность идентификации отказа, вероятность возникновения. Первые два критерия основаны на экспертной оценке, полученной в соответствии с методами искусственного интеллекта. Авторами предложена модификация третьего критерия. В своей работе мы заменили экспертную оценку критерия «вероятность возникновения» моделью машинного обучения, способной спрогнозировать этот показатель на основе статистических данных. Провели первый этап исследования поставленной задачи на открытом датасете NASA о рабочих циклах двигателей до их отказа. Изначально, ставится задача прогнозирования оставшегося количества циклов до отказа, затем мы произвели переход к задаче классификации, определяя, входит ли в зону риска оборудование, в зависимости от его потенциального остатка ресурса. Нашлучший результат дал метод опорных векторов (SVM), точность классификации которого 80%. Целью работы является создание модели оценки рисков на основе методики ФМЕА, позволяющей повысить качество оценки, сократить субъективность в принятии решений, делая прогноз на основе исторических данных, а не только субъективным опытом эксперта.

Анализ рисков; ФМЕА; машинное обучение; прогнозирование; система поддержки принятия решений.

E.S. Podoplelova, I.I. Knyazev

MODIFICATION OF THE FMEA METHOD USING MACHINE LEARNING ALGORITHMS

Risk assessment is an important task in any field, from manufacturing to medicine. Risks accompany a project, product or process throughout its life, from the moment of planning until its complete termination. Each of them has its own approaches. These include FMEA (Failure Mode and Effects Analysis) - analysis of the types and consequences of failures. The proposed model is based on the FMEA method, which is based on risk assessment according to three criteria: the severity of the consequences when a threat is realized and the complexity of identifying a failure, the probability of occurrence. The first two criteria are based on expert assessment obtained in accordance with artificial intelligence methods. The authors proposed a modification of the third criterion. In our work, we replaced the expert assessment of the "probability of occurrence" criterion with a machine learning model capable of predicting this indicator based on statistical data. We carried out the first stage of research into the task at hand on NASA's open dataset about engine operating cycles before failure. Initially, the task was set to predict the remaining number of cycles before failure, then we moved to the classification task, determining whether the equipment is at risk, depending on its potential remaining life. The best result was obtained by the support vector machine (SVM), with a classification accuracy of 80%. The goal of the work is to create a risk assessment model based on the FMEA methodology, which allows to improve the quality of assessment, reduce subjectivity in decision making, making a forecast based on historical data, and not just the subjective experience of an expert.

Risk assessment; FMEA; machine learning; forecasting; decision support system.

Введение. Оценка и управление рисками является важной частью любого процесса, следовательно, любая предметная область имеет свои методы и подходы. Впервые данная методология была предложена в стандарте США MIL-STD-1629 «Procedures for Performing a Failure Mode, Effects and Criticality Analysis», там дано следующее определение: FMEA – это процедура, с помощью которой проводится анализ всех возможных ошибок системы и определения последствий воздействия на систему с целью классификации всех ошибок по признаку их критичности для работы системы [1, 2].

В последствии методология приобрела широкую популярность в производственной сфере, причем не только в анализе конструкций, но и в анализе самих процессов. В работе [3] предложенный авторами метод тестировался на двух задачах в областях производства аэрокосмической электроники и стрелочной системы метро.

В работе [4] данный подход использовался для оценки рисков роботизированной реабилитации, причем не с технической точки зрения отказа оборудования, а с применением анализа среды функционирования (АСФ), которая включает оценку социальной и экономической стороны. Так же, в данной работе были применены методы многокритериального принятия решений, нечеткие множества, а также, для ранжирования ошибок по уровням опасности была применена кластеризация.

В работе [5] также применяется методика FMEA для оценки рисков в логистике. Предлагается система поддержки принятия решений (СППР), используется нечеткая логика и методы многокритериального принятия решений.

Все эти исследования объединяет цель получить такую систему, способную оценивать риски быстро и качественно, не уступая высококвалифицированному эксперту. Все они формализовали разницу в опыте и стаже экспертов (в случае участия группы экспертов), изменяли веса критериев, чтобы получить гибкую и наиболее объективную систему.

Описание метода. Традиционный FMEA включает три критерия: сложность определения дефекта (D), вероятность реализации угрозы (O) и тяжесть последствий (S). Мы предлагаем автоматизировать оценку вероятности реализации угрозы,

получая задачу прогнозирования отказа. Для этого необходимы статистические данные по объекту анализа, что является первой сложностью при реализации.

S - тяжесть последствий	O - вероятность отказа	D - сложность обнаружения
Экспертная оценка	Прогнозирование на основе исторических данных	Экспертная оценка

Рис. 1. Модификация модели FMEA

В рамках статьи будет рассмотрена только задача прогнозирования, описанная на примере отказа оборудования на данных NASA [6]. Этот набор данных представляет собой версию Kaggle очень общедоступного набора данных для моделирования деградации активов NASA. Он включает в себя смоделированные данные по работе до отказа турбовентиляторных реактивных двигателей.

Моделирование деградации двигателя проводилось с использованием C-MAPSS. Четыре разных набора были смоделированы при различных сочетаниях рабочих условий и режимов неисправности. Используются несколько каналов датчиков для характеристики развития дефектов.

Цель исследования состоит в том, чтобы спрогнозировать оставшийся срок службы каждого двигателя в наборе тестовых данных, то есть количество полетов (успешных запусков) после последней записи.

Анализ данных. Проанализировав данный набор, его можно описать следующим образом:

- ◆ 100 двигателей;
- ◆ 21 датчик;
- ◆ 3 режима работы
- ◆ 20631 запись (временная метка).

После анализа было выявлено, что настройка 3 не изменяема, т.е. не имеет никакого влияния на работу. Ряд показателей датчиков также статичен, а значит также не несет никакой полезной информации, способной повлиять на прогноз. Датчики под номерами 1, 5, 6, 10, 16, 18, 19 были исключены из дальнейшего исследования на втором и третьем этапах.

Далее, мы получили график, показывающий жизненный цикл каждого двигателя. На рис. 2 представлен фрагмент.

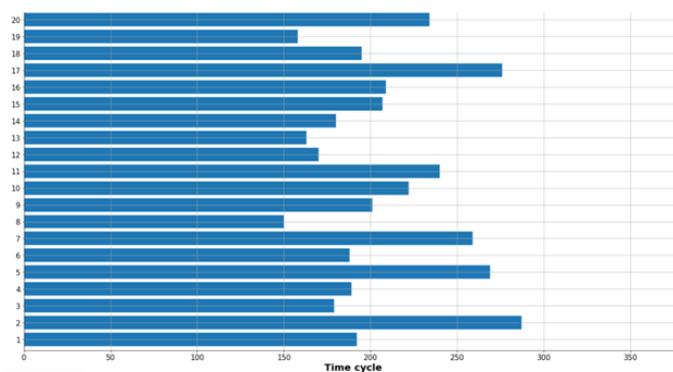


Рис. 2. Жизненный цикл первых 20-ти двигателей

Распределение длительности работы двигателей в количественном соотношении представлено на рис. 3.

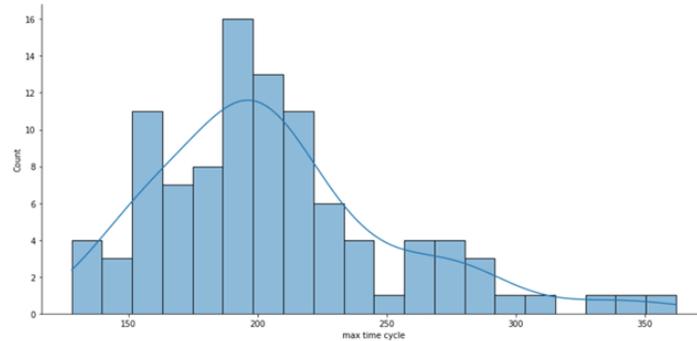


Рис. 3. Распределение количества двигателей по длительности работы

Как видим, большинство двигателей работает в пределах 190–210, далее они начинают отказывать. После преобразований мы получили количество использований по каждому двигателю до отказа. Дальнейшей задачей является настройка методов машинного обучения. Исследование происходило в три этапа:

1. Тестирование со всеми параметрами без исторических данных.
2. Тестирование с исключение «бесполезных» датчиков и режимов без исторических данных.
3. Тестирование с исключение «бесполезных» датчиков и режимов с историческими данными.

Для анализа были выбраны методы: Random Forest [7, 8], Linear Regression [9, 10], SVM [11–13].

В результате первого (верхний график) и второго этапов (нижний график) мы выяснили, что модель прогнозирует срок службы значительно выше реального (рис. 4).

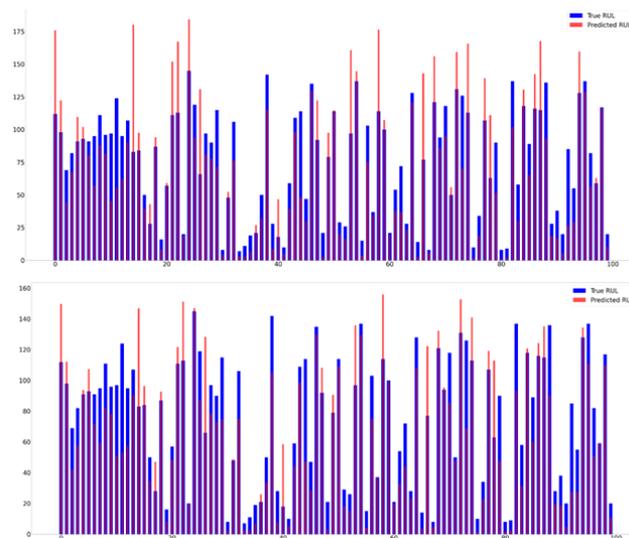


Рис. 4. Результат первого и второго этапов

На третьем этапе мы пытаемся обнаружить закономерности временных рядов в наших функциях, добавляя к имеющимся данным новую функцию, называемую «функция скользящего среднего». Это эквивалент среднего значения признака с учетом 10 временных циклов. Он будет рассчитан для каждой функции.

Здесь мы видим, что датчики s_9, s_11, s_12 и s_7 оказывают существенное влияние на целевую переменную (ЦП). Например, если оставить все остальные функции постоянными, мы заметим, что, когда физическая скорость ядра (представленная s_9) увеличивается, ЦП сравнительно уменьшается.

Судя по разнице в RMSE, мы замечаем, что SVR работает лучше, чем другие модели, при выполнении на всем наборе данных. Полученное тестовое RMSE равно 31, и это будет наш результат, который мы сможем превзойти при запуске модели с использованием лучших функций, обнаруженных на данный момент.

Далее, задача была сведена к классификации, где мы определили 3 класса:

1. Целевая переменная в диапазоне [0...68]: Зона риска, близится отказ оборудования.
2. Целевая переменная в диапазоне [69...137]: Средний уровень риска.
3. Целевая переменная в диапазоне [138...361]: Риска нет, прогнозируемое количество успешных запусков больше 138.

Результаты классификации разными методами представлены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты классификации

SVM	Accuracy score of training	0.789
	Error rate of training	0.175
	Accuracy score of test	0.776
	Error rate of test	0.172
KNN[14]	Accuracy score of validation	0.620
	Error rate of validation	0.227
Random Forest	Accuracy score of validation	0.650
	Error rate of validation	0.207
Guassian Naive Bayes[15, 16]	Accuracy score of train	0.634
	Error rate of train	0.199
	Accuracy score of test	0.651
	Error rate of test	0.182

Как видно из таблицы, наилучший результат достигнут методом опорных векторов, однако, точность все еще далека от идеальной. Случайный лес, Наивный Байес изначально были сильно подвержены переобучению, в итоге так и не дали лучшей точности.

Заключение. В результате описанного исследования мы оценили модификацию FMEA методики методами машинного обучения и сделали следующие выводы: для получения высокой точности (более 90%) необходимо больше статистических данных, как можно больше приближенных к реальности. Также, планируется рассмотреть другие модели, например нейронные сети [17–19] и Леса с квантильной регрессией (QRF) [20–21].

Однако, в рамках целого исследования оценки рисков методом FMEA, остальные два критерия остаются для оценки специалистами. Представление знаний экспертов также является важной частью в разработке СППР, мы модифицировали только ту часть, которая, по нашему мнению, сможет обеспечить решение задачи прогнозирования в условиях отсутствия квалифицированного эксперта, потому что итоговое решение остаётся за ЛПП.

Полученные результаты уже имеют точность, способную сравниться с оценкой среднего специалиста, и, в то же время, даже превзойти ЛПП, не имеющего четкого представления и специальных знаний об объекте оценки, что в перспективе сможет решить проблему нехватки квалифицированных узконаправленных специалистов. Методы машинного обучения способны решить ряд описанных выше проблем, но полная замена человека не предполагается в ближайшие годы.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *McDermott, Robin E., Mikulak, Raymond J., Beauregard Michael R.* The Basics of FMEA. – Productivity Press, 1996. – 80 p. – ISBN 9780527763206.
2. Анализ видов и последствий потенциальных отказов. FMEA. Ссылочное руководство: пер. с англ. четвёртого издания от июня 2008 г. – Н. Новгород: ООО СМЦ «Приоритет», 2012. – 282 с. (двуязычное). – ISBN 978-5-98366-042-7.
3. *Xiang-Kun Zhao, Xiao-Min Zhu, Kai-Yuan Bai, Run-Tong Zhang.* A novel failure model and effect analysis method using a flexible knowledge acquisition framework based on picture fuzzy sets // Engineering Applications of Artificial Intelligence. – 2023. – Vol. 117, Part A. – 105625.
4. *Jiawan Liu, Duojin Wang, Qinglian Lin, Meikui Deng.* Risk assessment based on FMEA combining DEA and cloud model: A case application in robot-assisted rehabilitation // Expert Systems with Applications. – 2023. – Vol. 214. – 119119.
5. *Nabil K. and Dkhissi P.B.* A decision support system for evaluating the logistical risks in Supply chains based on RPN factors and multi criteria decision making approach // 2022 IEEE 6th International Conference on Logistics Operations Management (GOL). Strasbourg, France, 2022. – P. 1-6.
6. Kaggle: NASA Turbofan Jet Engine Data Set. – URL: <https://www.kaggle.com/datasets/behrad3d/nasa-cmaps>.
7. *Hastie, T., Tibshirani R., Friedman J.* Chapter 15. Random Forests. The Elements of Statistical Learning: Data Mining, Inference, and Prediction. – 2nd ed. – Springer-Verlag, 2009. – 746 p.
8. Scikit-learn: Machine Learning in Python: Документация RandomForestClassifier. – URL: <https://scikit-learn.org/stable/modules/generated/sklearn.ensemble.RandomForestClassifier.html>.
9. *Deng H., Runger G., Tuv E.* Bias of importance measures for multi-valued attributes and solutions // Proceedings of the 21st International Conference on Artificial Neural Networks (ICANN). – 2011. – P. 293-300.
10. *Демиденко Е.З.* Линейная и нелинейная регрессия. – М.: Финансы и статистика, 1981. – 302 с.
11. *Alexander Statnikov, Constantin F. Aliferis, Douglas P. Hardin.* A Gentle Introduction to Support Vector Machines in Biomedicine: Theory and methods. – World Scientific, 2011.
12. *Nello Cristianini, John Shawe-Taylor.* An Introduction to Support Vector Machines and Other Kernel-based Learning Methods. – Cambridge University Press, 2000.
13. *Владимир Вьюгин.* Математические основы теории машинного обучения и прогнозирования. – МЦМНО, 2013. – 390 с.
14. *Madeh Piryonesi S., Tamer E. El-Diraby.* Role of Data Analytics in Infrastructure Asset Management: Overcoming Data Size and Quality Problems (англ.) // Journal of Transportation Engineering, Part B: Pavements. – 2020-06. – Vol. 146, Issue 2. – P. 04020022.
15. *Domingos, Pedro & Michael Pazzani.* On the optimality of the simple Bayesian classifier under zero-one loss // Machine Learning. – 1997. – 29. – P. 103-137.
16. Scikit-learn: Machine Learning in Python: Документация: Наивные методы Байеса. – URL: <https://scikit-learn.ru/1-9-naive-bayes/>.
17. Time Series Predictions with RNNs. – URL: <https://encord.com/blog/time-series-predictions-with-recurrent-neural-networks/>.
18. *Wong Ka, Wong Raymond.* An Efficient Risk Data Learning with LSTM RNN. – 2019.
19. *Hastie T., Tibshirani R., Friedman J.* The Elements of Statistical Learning. – 2nd ed. – Springer, 2009. – 533 p
20. *Nicolai Meinshausen.* Quantile Regression Forests // Journal of Machine Learning Research. – 2006. – P. 983-999.
21. *Wang Di, Wang Ping, Wang Cong, Wang Pingping.* Calibrating probabilistic predictions of quantile regression forests with conformal predictive systems // Pattern Recognition Letters. – 2022. – Vol. 156. – P. 81-87.

REFERENCES

1. *McDermott, Robin E., Mikulak, Raymond J., Beauregard Michael R.* The Basics of FMEA. – Productivity Press, 1996. – 80 p. – ISBN 9780527763206.
2. Analiz vidov i posledstviy potentsial'nykh otkazov. FMEA. Ssylochnoe rukovodstvo [Analysis of the types and consequences of potential failures. FMEA. Reference manual]: trans. from English fourth ed. dated June 2008. Nizhny Novgorod: OOO SMTS «Prioritet», 2012, 282 p. (bilingual). ISBN 978-5-98366-042-7.
3. *Xiang-Kun Zhao, Xiao-Min Zhu, Kai-Yuan Bai, Run-Tong Zhang.* A novel failure model and effect analysis method using a flexible knowledge acquisition framework based on picture fuzzy sets, *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 2023, Vol. 117, Part A, 105625.
4. *Jiawan Liu, Duojin Wang, Qinglian Lin, Meikui Deng.* Risk assessment based on FMEA combining DEA and cloud model: A case application in robot-assisted rehabilitation, *Expert Systems with Applications*, 2023, Vol. 214, 119119.
5. *Nabil K. and Dkhissi P.B.* A decision support system for evaluating the logistical risks in Supply chains based on RPN factors and multi criteria decision making approach, *2022 IEEE 6th International Conference on Logistics Operations Management (GOL). Strasbourg, France, 2022*, pp. 1-6.
6. Kaggle: NASA Turbofan Jet Engine Data Set. Available at: <https://www.kaggle.com/datasets/behrad3d/nasa-cmaps>.
7. *Hastie, T., Tibshirani R., Friedman J.* Chapter 15. Random Forests. The Elements of Statistical Learning: Data Mining, Inference, and Prediction. 2nd ed. Springer-Verlag, 2009, 746 p.
8. Scikit-learn: Machine Learning in Python: Documentation RandomForestClassifier. Available at: <https://scikit-learn.org/stable/modules/generated/sklearn.ensemble.RandomForestClassifier.html>.
9. *Deng H., Runger G., Tuv E.* Bias of importance measures for multi-valued attributes and solutions, *Proceedings of the 21st International Conference on Artificial Neural Networks (ICANN)*, 2011, pp. 293-300.
10. *Demidenko E.Z.* Lineynaya i nelineynaya regressiya [Linear and nonlinear regression]. Moscow: Finansy i statistika, 1981, 302 p.
11. *Alexander Statnikov, Constantin F. Aliferis, Douglas P. Hardin.* A Gentle Introduction to Support Vector Machines in Biomedicine: Theory and methods. World Scientific, 2011.
12. *Nello Cristianini, John Shawe-Taylor.* An Introduction to Support Vector Machines and Other Kernel-based Learning Methods. Cambridge University Press, 2000.
13. *Vladimir V'yugin.* Matematicheskie osnovy teorii mashinnogo obucheniya i prognozirovaniya [Mathematical foundations of the theory of machine learning and forecasting]. MTSMNO, 2013, 390 p.
14. *Madeh Piryonesi S., Tamer E. El-Diraby.* Role of Data Analytics in Infrastructure Asset Management: Overcoming Data Size and Quality Problems, *Journal of Transportation Engineering. Part B: Pavements*, 2020-06, Vol. 146, Issue 2, pp. 04020022.
15. *Domingos, Pedro & Michael Pazzani.* On the optimality of the simple Bayesian classifier under zero-one loss, *Machine Learning*, 1997, 29, pp. 103-137.
16. Scikit-learn: Machine Learning in Python: Dokumentatsiya: Naivnye metody Bayesa [Scikit-learn: Machine Learning in Python: Documentation: Naive Bayes methods]. Available at: <https://scikit-learn.ru/1-9-naive-bayes/>.
17. Time Series Predictions with RNNs. Available at: <https://encord.com/blog/time-series-predictions-with-recurrent-neural-networks/>.
18. *Wong Ka, Wong Raymond.* An Efficient Risk Data Learning with LSTM RNN, 2019.
19. *Hastie T., Tibshirani R., Friedman J.* The Elements of Statistical Learning. 2nd ed. Springer, 2009, 533 p.
20. *Nicolai Meinshausen.* Quantile Regression Forests, *Journal of Machine Learning Research*, 2006, pp. 983-999.
21. *Wang Di, Wang Ping, Wang Cong, Wang Pingping.* Calibrating probabilistic predictions of quantile regression forests with conformal predictive systems, *Pattern Recognition Letters*, 2022, Vol. 156, pp. 81-87.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Н.Е. Сергеев.

Подоплелова Елизавета Сергеевна – Южный федеральный университет; e-mail: chuzhinova@sfnedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +79525844188; аспирант.

Князев Иван Игоревич – e-mail: ikniazev@sfnedu.ru; тел.: +79265347104; аспирант.

Podoplelova Elizaveta Sergeevna – Southern Federal University; e-mail: chuzhinova@sfnedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +79525844188; postgraduate student.

Knyazev Ivan Igorevich – e-mail: ikniazev@sfnedu.ru; phone: +79265347104; postgraduate student.

УДК 004.932.4

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-95-104

К.О. Север, Д.А. Гужва, И.И. Турулин

РЕКУРСИВНЫЙ РАЗДЕЛИМЫЙ ДВУМЕРНЫЙ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ РЕЗКОСТИ RGB-ИЗОБРАЖЕНИЙ

Важную роль в восприятии качества изображения играет резкость, то есть величина градиента яркости в областях вблизи границ объектов. Данная характеристика отвечает за четкость и детализацию мелких элементов изображения. Расфокусировка объектива камеры и недостаточная освещенность являются основными факторами, которые могут привести к размытию цифрового изображения. Для увеличения резкости используют различные методы обработки, такие как фильтрация в частотной области, например применение быстрого преобразования Фурье для подчеркивания границ и текстур изображения. Применение данного типа фильтрации позволяет управлять контрастом и частотным содержанием изображения, что приводит к улучшению визуального восприятия. Однако данный метод имеет ряд существенных недостатков, таких как логарифмическая сложность и выполнение дополнительных вычислений, связанных с прямым и обратным преобразованием Фурье. Поэтому предпочтительным методом повышения резкости изображения является так называемая пространственная обработка, обеспечивающая прямую фильтрацию пикселей изображения без дополнительных преобразований, а повторное использование результатов обработки (рекурсивной составляющей) в фильтре позволяет сократить число операций, уменьшить вычислительную сложность. В статье описана разработка эффективного рекурсивного разделимого двумерного цифрового фильтра для повышения резкости RGB-изображений большой размерности. Приведены алгоритмы его построения, спроектированы соответствующие структурные схемы. Фильтр обладает свойством более равномерной детализации объектов изображения, и менее подвержен созданию импульсного шума. Также для исходного RGB-изображения высокого разрешения смоделирован фильтр размытия, матрица которого заполняется по нормальному (гауссовому) закону. Для оценки качества фильтрации разработанный фильтр сравнивается с алгоритмом классической двумерной свертки с ядром фильтра высоких частот Лапласа 5x5.

Обработка изображений; двумерные цифровые фильтры; рекурсивные алгоритмы; резкость; фильтр; двумерный; изображение.

K.O. Sever, D.A. Guzhva, I.I. Turulin

RECURSIVE SEPARABLE 2D DIGITAL FILTER FOR INCREASING THE SHARPNESS OF RGB IMAGES

An important role in the perception of image quality is sharpness, that is, the magnitude of the brightness gradient in areas near the boundaries of objects. This characteristic is responsible for the clarity and detail of small image elements. Defocusing the camera lens and insufficient illumination are the main factors that can lead to digital image blurring. To increase the sharpness, various processing methods are used, such as filtering in the frequency domain, for example, the use of fast Fourier transform to emphasize the boundaries and textures of the image. The use of this type

of filtering allows you to control the contrast and frequency content of the image, which leads to an improvement in visual perception. However, this method has a number of significant drawbacks, such as logarithmic complexity and performing additional calculations associated with forward and inverse Fourier transforms. Therefore, the preferred method of image sharpening is the so-called spatial processing, which provides direct filtering of image pixels without additional transformations, and the reuse of processing results (recursive component) in the filter allows you to reduce the number of operations, reduce computational complexity. The article describes the development of an effective recursive separable two-dimensional digital filter to sharpen large-dimensional RGB images. The algorithms of its construction are given, the corresponding block diagrams are designed. The filter has the property of more uniform detail of image objects, and is less susceptible to the creation of pulse noise. Also, for the original high-resolution RGB image, a blur filter is modeled, the matrix of which is filled according to the normal (Gaussian) law. To assess the filtration quality, the developed filter is compared with the algorithm of classical two-dimensional convolution with a 5x5 Laplace high-pass filter core.

Image processing; two-dimensional digital filters; recursive algorithms; sharpness; filter; two-dimensional; image.

Введение. В современных системах видеонаблюдения с ростом пропускной способности передаваемого видеосигнала увеличивается и размер изображения. Так, изображения высокого разрешения, например Full HD (1920×1080 пикселей), 4K (2560×1440 пикселей), содержат огромное количество информации и требуют больших ресурсов для их обработки. Это приводит к росту вычислительной сложности и объема памяти.

Также при передаче видеосигнала надо учитывать разрешение, контрастность, цветопередачу, динамический диапазон. Важную роль в восприятии качества изображения является резкость, величина градиента яркости в областях вблизи границ объектов [1]. Данная характеристика отвечает за четкость и детализацию мелких элементов изображения. Однако увеличение резкости также может привести к усилению шумов, артефактов и других нежелательных эффектов, поэтому необходимо найти баланс между увеличением резкости и сохранением естественного вида изображения.

Основными факторами ухудшения резкости цифрового изображения являются расфокусировка и недостаточная освещённость [2]. Так, аберрации оптической системы проводят к размытию изображения [3], а светочувствительные приемники добавляют электронный шум [4].

Аберрации, вносимые оптической системой, можно записать в виде следующего математическое выражение операции свертки:

$$g(x, y) = f(x, y) * h(x, y), \quad (1)$$

где $f(x, y)$ – неискажённое изображение;

x, y – координаты в плоскости изображения;

$h(x, y)$ – искажающее ядро свёртки.

Для решения вышеописанной проблемы разрабатываются различные методы, алгоритмы и способы, направленные на снижение вычислительной сложности обработки изображений. Существует несколько популярных методов цифровой фильтрации изображения [5].

1) Фильтрация в частотной области.

Вместо прямой фильтрации изображения с помощью вычисления двумерной свертки можно использовать фильтрацию в частотной области, например, с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ) [6]. Это обычно позволяет существенно снизить количество операций (выигрыш зависит от размеров изображения). Данный тип фильтра эффективен для удаления шума, равномерно распределенного по изображению (например, электромагнитные помехи), повышения

резкости всего изображения, увеличения насыщенности, подчеркивания границ и текстур. Фильтрация в частотной области позволяет управлять контрастом и частотным содержанием изображения, что приводит к улучшению визуального восприятия. Однако данный метод имеет ряд существенных недостатков:

- ◆ *Логарифмическая сложность.* Время выполнения БПФ пропорционально $\Theta(N \log N)$ [7]. Это может быть затратно в случае обработки больших изображений.
- ◆ *Дополнительные вычисления.* В случае фильтрации в частотной области требуется выполнить дополнительные вычисления, связанные с преобразованиями Фурье и обратными преобразованиями (рис. 1). Это требует дополнительных ресурсов и может замедлить процесс обработки изображений.

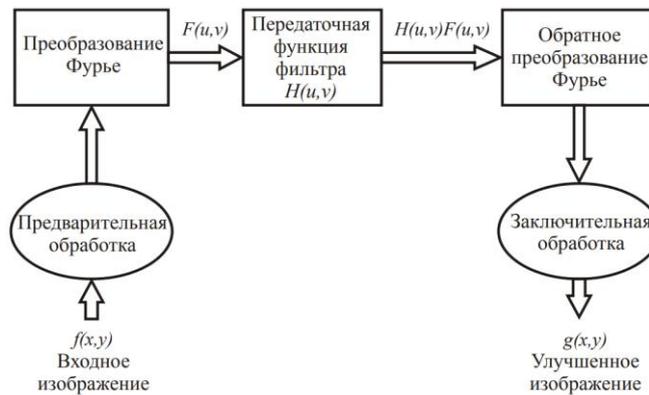


Рис. 1. Основные этапы фильтрации в частотной области

- ◆ *Подверженность артефактам.* При применении фильтрации в частотной области могут возникать артефакты, такие как зигзаговые искажения, потеря высокочастотной информации или появление полосовых структур (артефакты (эффekt) Гиббса) [8]. Это связано с особенностями БПФ и обратного БПФ, а также с выбором размера фильтра и границы изображения.

2) Сегментация изображения с установкой приоритетных регионов (областей) фильтрации [9].

Вместо применения фильтра ко всем пикселям изображения, можно определить наиболее важные области изображения и сосредоточить вычислительные ресурсы на обработке только значимых регионов. Например, приоритет могут иметь регионы с высокой детализацией [10], что позволяет сократить количество операций и время, затрачиваемое на обработку. Это особенно полезно при работе с большими изображениями при использовании сложных типов фильтров, а также при работе с встроенными системами, ресурсы которых ограничены.

Недостатками данного метода являются:

- ◆ потеря деталей или информации в неприоритетных регионах [11]. Это может быть неприемлемым в некоторых приложениях, где точность и полнота обработки изображений являются основными требованиями;
- ◆ выбор критерия (контрастность, текстура или градиенты) для определения приоритетных регионов может быть сложной задачей [12].
- ◆ сам процесс приоритизации регионов может потребовать дополнительных вычислительных ресурсов, чтобы определить приоритет регионов. Это может увеличить общую вычислительную нагрузку и компенсировать преимущество, полученное от снижения числа операций.

Таким образом, выбор метода приоритезации регионов изображения сильно зависит от конкретных требований и характеристик задачи.

3) Использование пространственной обработки [13].

Пространственные методы обработки изображений применяются, когда необходимо выполнить обработку пикселей с учетом их соседей. Например, для размытия, повышения резкости, детектирования краев или текстур. Пространственный метод фильтрации изображения обеспечивает прямую обработку пикселей изображения без дополнительных преобразований и потерь пространственной информации.

Интересным направлением исследования для сокращения времени пространственной обработки изображения является применение рекурсивно-сепарабельного алгоритма [14]. Он основан на разделении операции фильтрации маской большой размерности на простейшие последовательные горизонтальные (строчные рециркуляторы – СР) и вертикальные (кадровые рециркуляторы – КР) проходы (рис. 2).

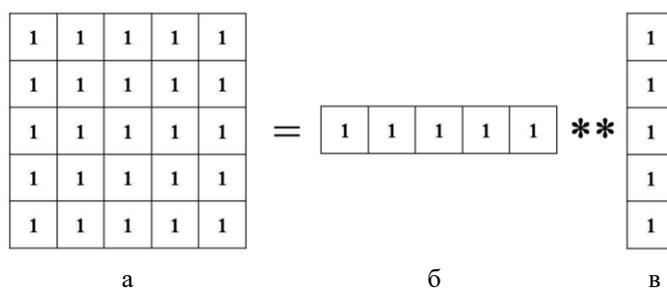


Рис. 2. Процесс реализации разделимого фильтра “скользящего среднего с маской 5x5”; а – исходная матрица 5x5; б – строчный рециркулятор; в – кадровый рециркулятор

Выигрыш по вычислительным операциям при применении разделимого фильтра заключается в следующем.

Например, при реализации нерекурсивного фильтра с апертурой 5x5 элементов требуется 25 операций умножения и 24 операции сложения/вычитания. А при рекурсивно-сепарабельном алгоритме построения фильтра требуются в основном операции сложения/вычитания и малое количество операций умножения, что сокращает требуемые вычислительные ресурсы за счет свертки опорных областей (например, две единичные области дают пирамидальную опорную область без использования операции умножения). Заметим, что операции умножения в общем случае являются более ресурсозатратными.

Также разделимые фильтры более гибки в смысле настройки параметров фильтрации для достижения желаемых эффектов (например, размер и тип маски фильтра).

Таким образом, предпочтительным методом фильтрации изображения является пространственный, обеспечивающий прямую обработку пикселей изображения без дополнительных преобразований, а рекурсивная составляющая (повторное использование отфильтрованных пикселей) разделимого фильтра позволяет сократить число операций, уменьшить вычислительную сложность [15].

Цель работы – разработка эффективного в смысле вычислительной сложности рекурсивного разделимого двумерного цифрового фильтра (РРДЦФ) для повышения резкости при обработке RGB-изображений большой размерности.

Постановка задачи. Для исходного RGB-изображения высокого разрешения (2048×1536 пикселей), необходимо смоделировать фильтр размытия, матрица которого заполняется по нормальному (гауссовому) закону. После этого – разработать и смоделировать РРДЦФ для повышения резкости деталей изображения и произвести обработку размытого изображения. Для оценки качества фильтрации – сравнить разработанный фильтр с алгоритмом классической двумерной свертки (КДС) с ядром фильтра высоких частот Лапласа 5×5 (рис. 3) и построить гистограммы распределения яркости для отфильтрованных изображений.

$$\begin{pmatrix} -1 & -3 & -4 & -3 & -1 \\ -3 & 0 & 6 & 0 & -3 \\ -4 & 6 & 20 & 6 & -4 \\ -3 & 0 & 6 & 0 & -3 \\ -1 & -3 & -4 & -3 & -1 \end{pmatrix}$$

Рис. 3. Ядро фильтра высоких частот Лапласа 5×5

Моделирование. Для моделирования фильтра размытия и последующей фильтрации используем исходное изображения «Рентген», представленное на рис. 4,а.

Двумерный фильтр размытия, матрица которого заполняется по нормальному (гауссовому) закону [16], выражается формулой:

$$g(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}}, \quad (2)$$

где x – расстояние от центра по горизонтальной оси;

y – расстояние от центра по вертикальной оси;

σ – среднеквадратичное отклонение распределения гаусса.

Важным аспектом РРДЦФ является то, что он может быть эффективно реализован с использованием накопления – процесса, который позволяет осуществлять фильтрацию по строкам, а затем использовать уже отфильтрованные результаты для фильтрации по кадрам (столбцам) [17]. Это уменьшает вычислительную сложность и объем памяти, так как требуют меньше места для хранения промежуточных результатов, по сравнению с использованием полных фильтров.

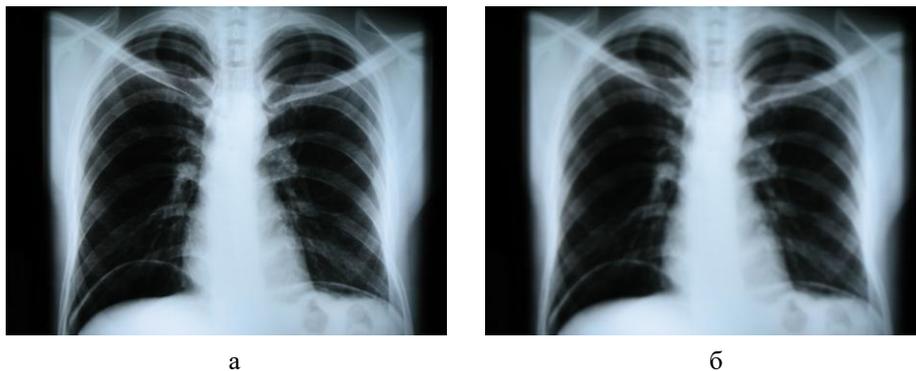


Рис. 4. Изображение: а – исходное; б – искажённое с помощью фильтр размытия с величиной среднеквадратичное отклонение распределения $\sigma = 5$

Для построения РРДЦФ необходимы образующие рекурсивные ячейки (рециркуляторы) [14]. На рис. 5 представлены образующие рекурсивные ячейки (рециркуляторы), а) i – по строке (строчный рециркулятор – СР) и б) j – по кадру (кадровый рециркулятор – КР), реализующие соответствующие ортогональные направления обработки типа “скользящее среднее”.

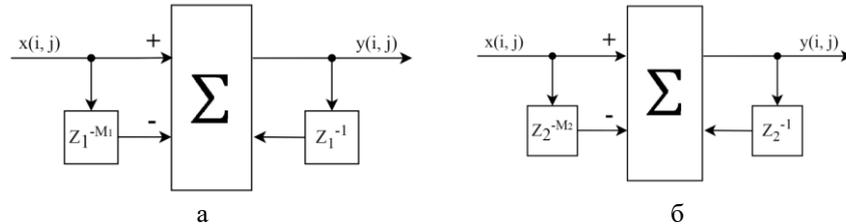


Рис. 5. Рециркуляторы: а – i – по строке, б – j – по кадру

Для строчного рециркулятора разностное уравнение

$$y(i, j) = x(i, j) - x(i - M_1, j) + y(i - 1, j), \tag{3}$$

для кадрового –

$$y(i, j) = x(i, j) - x(i, j - M_2) + y(i, j - 1), \tag{4}$$

где M_1 и M_2 – размер ядра в строчном и кадровом рециркуляторе.

Структурная схема РРДЦФ для обработки одной плоскости RGB изображения представлена на рис. 6.

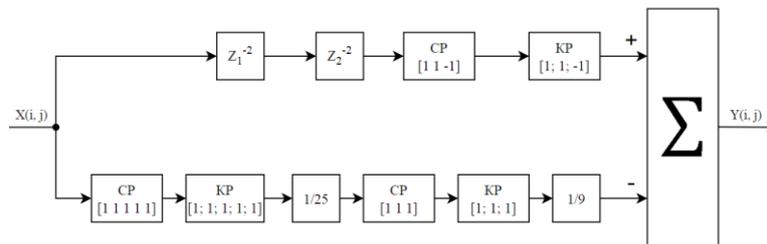


Рис. 6. Структурная схема РРДЦФ

После прохождения СР и КР требуется нормализация яркости изображения на величину суммы коэффициентов полного ядра фильтра.

При работе фильтра с RGB-изображением рекурсивный разделимый двумерный цифровой фильтр применяется для каждой плоскости отдельно (рис. 7). После объединения массивов выходной сигнал усиливается на множитель $a1$ и суммируется с входным сигналом X_{RGB} .

Оценка качества фильтрации. Результат фильтрации изображения рекурсивным разделимым двумерным цифровым фильтром представлен на рисунке 8, а. Здесь искаженное изображения с фильтром размытия $\sigma = 5$ обработано РРДЦФ и умножено на коэффициент $a1 = 10$. Суммирование отфильтрованного и взвешенного (отмасштабированного) изображения с входным сигналом X_{RGB} (рис. 9,а) добавляет резкости размытому изображению, подчеркивает контуры ребер, приближая изображения к исходному (рис. 4,а). Гистограмма распределения яркости обработанного изображения РРДЦФ наглядно отображает равномерное подчеркивание границ объектов на всём диапазоне (рис. 9,а).

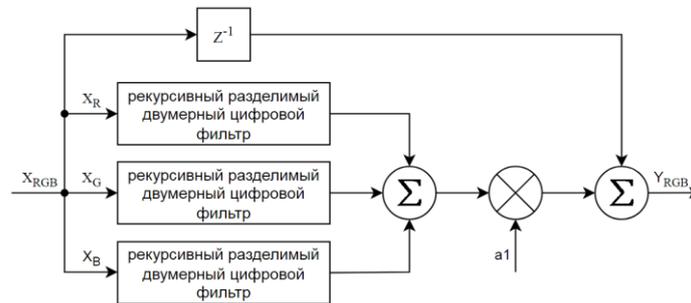


Рис. 7. Структурная схема РРДЦФ для повышения резкости при обработке RGB изображения

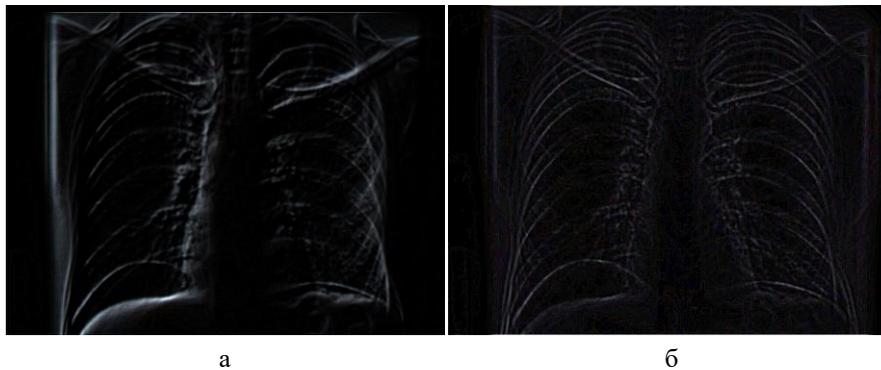


Рис. 8. Изображения с фильтром размытия $\sigma = 5$: а – обработанное РРДЦФ; б – обработанное фильтром высоких частот Лапласа

Для сравнения обрабатываем размытое изображение размытия ($\sigma = 5$) алгоритмом классической двумерной свертки (КДС) с ядром фильтра высоких частот Лапласа 5×5 (рис. 3).

Двумерная дискретная свертка определяется следующей формулой [18]:

$$CON_{j_1, j_2} = \sum_{i_1=0}^{n_1-1} \sum_{i_2=0}^{n_2-1} x_{i_1, i_2} \cdot y_{i_1-j_1, i_2-j_2}, \quad (5)$$

где n_1 и n_2 – это длина ядра цифрового фильтра по первой и второй координатам соответственно, x – ядро или импульсная характеристика цифрового фильтра, y – отсчеты входной последовательности (обрабатываемое изображение) и CON – выходная последовательность фильтра (свертка входной последовательности с ядром фильтра).

Результат фильтрации умножен на коэффициент $a_1 = 2$ (рис. 8,б). При обработке фильтром высоких частот Лапласа появляется небольшой импульсный шум в изображении, выраженный в хаотично разбросанных красных, зелёных и синих точках. На гистограмме распределения яркости изображения отчётливо видна ярко выраженная интенсивность пикселей 0 и 255 бита, что является проявлением точечного шума или так называемого шума «соль и перец» [19] (рис. 9,б). При суммировании отфильтрованного и взвешенного (отмасштабированного) изображения с входным сигналом X_{RGB} (рис. 10,б) не только улучшается четкость к размытым объектам изображения, но и подмешивается шум, который необходимо дополнительно устранять, например медианным фильтром 3×3 [20, 21].

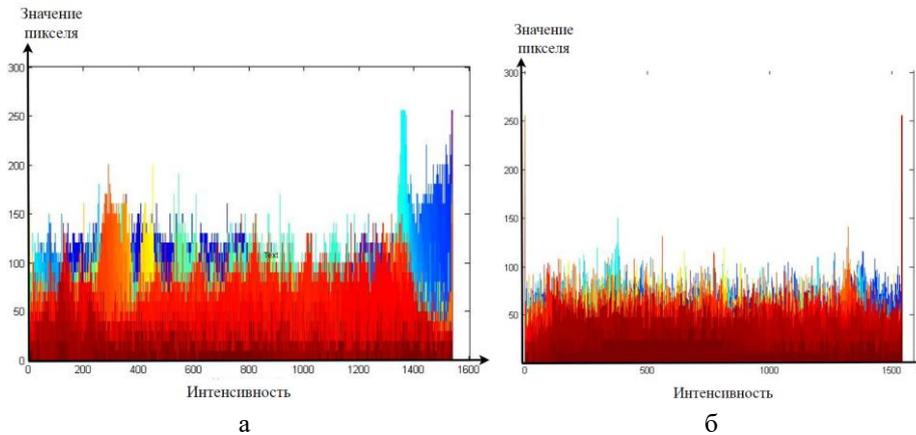


Рис. 9. Гистограмма распределения яркости изображения в области Red: а – фильтром РРДЦФ; б – фильтром высоких частот Лапласа 5x5

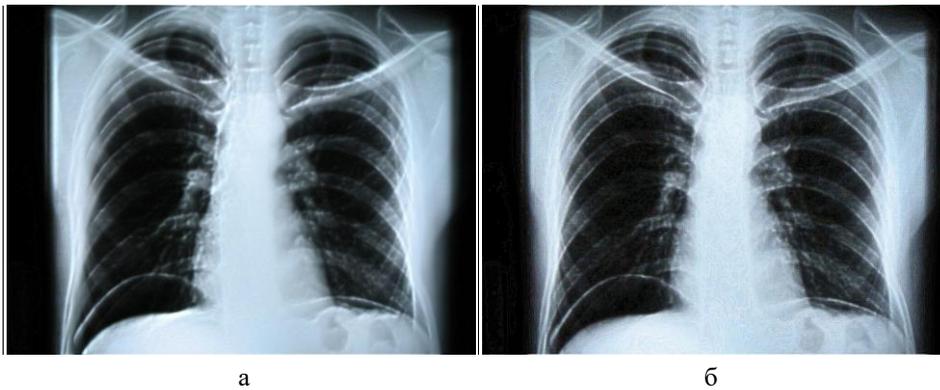


Рис. 10. Размытое изображение $\sigma = 5$, смешанное с: а – результатом РРДЦФ; б – результатом фильтра высоких частот Лапласа 5x5

Заключение. В результате разработан эффективный рекурсивный разделимый двумерный цифровой фильтр для повышения резкости RGB-изображений большой размерности. Описаны алгоритмы его построения, спроектированы соответствующие структурные схемы.

Разработанный фильтр обладает свойством более равномерной детализации объектов изображения, и менее подвержен созданию импульсного шума по сравнению с фильтром высоких частот Лапласа 5x5. Возможности фильтра продемонстрированы на примере тестового искажённого изображения «Рентген».

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.
2. Мищенко Н.И., Пустынский И.Н. Методы и средства повышения технических характеристик активно-импульсных телевизионно-вычислительных систем наблюдения // Доклады Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 3 (35). – С. 47-52.
3. Беззубик В.В., Белашенков Н.Р., Никифоров В.О. Метод количественной оценки контраста цифрового изображения // Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. – 2010. – № 6 (70). – С. 86-88.

4. Миленин Н.К. Шумы в формирователях сигнала на ПЗС // Техника кино и телевидения. – 1980. – № 6. – С. 51-57.
5. Приоров А.Л., Апальков И.В., Хряцев В.В. Цифровая обработка изображений: учеб. пособие. – Ярославль: ЯрГУ, 2007. – 235 с.
6. Грузман И.С., Киричук В.С. и др. Цифровая обработка изображений в информационных системах: учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002. – 352 с.
7. Кандидов В.П. и др. Дискретное преобразование Фурье: учеб. пособие. – М.: физический факультет МГУ, 2019. – 88 с.
8. *Sitdikov I.T., A. S. Krylov. Variational image deringing using varying regularization parameter // Pattern Recognition and Image Analysis. – 2015. – Vol. 25, No. 1. – P. 96-100.*
9. Старовойтов В.В., Голуб Ю.И. Получение и обработка изображений на ЭВМ: учебно-методическое пособие. – Минск: БНТУ, 2018. – 204 с.
10. Шапиро Л., Стокман Дж. Компьютерное зрение. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. – 752 с.
11. Яне Б. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2007. – 584 с.
12. Фисенко В.Т., Фисенко Т.Ю. Фрактальные методы сегментации текстурных изображений // Приборостроение. – 2013. – Т. 56, № 5. – С. 63-70.
13. Шовенгердт Р.А. Дистанционное зондирование. Модели и методы обработки изображений. – М.: Техносфера, 2010. – 560 с.
14. Каменский А.В., Курячий М.И. Рекурсивно-сепарабельные методы и алгоритмы повышения качества изображений в телевизионных измерительных системах. – Томск, 2018. – 10 с.
15. Турулин И.И., Ткаченко М.Г. Быстроперестраиваемые цифровые фильтры: монография. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008. – 104 с.
16. Шлезингер М.И. Математические средства обработки изображений. – К.: Наукова думка, 1989. – 200 с.
17. Турулин И.И. Основы теории рекурсивных КИХ-фильтров: монография. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2016. – 264 с.
18. *Naito Y., Miyazaki T., Kuroda I. A fast full-search motion estimation method for programmable processors with a multiply-accumulator // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 1996. – Vol. 6. – P. 3221-3224.*
19. Селянкин В.В., Скороход С.В. Анализ и обработка изображений в задачах компьютерного зрения: учеб. пособие. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2015. – 82 с.
20. *Fabijańska A., Sankowski D. Noise adaptive switching median-based filter for impulse noise removal from extremely corrupted images // IET Image Processing. – 2011. – Vol. 5, Issue 5. – P. 472-480. – DOI: 10.1049/iet-ipr.2009.0178.*
21. *Ng P.-E., Ma K.-K. A switching median filter with boundary discriminative noise detection for extremely corrupted images // IEEE Transactions on Image Processing. – 2006. – Vol. 15, Issue 6. – P. 1506-1516. – DOI: 10.1109/TIP.2005.871129.*

REFERENCES

1. *Gonsales R., Vuds R. Tsifrovaya obrabotka izobrazheniy [Digital image processing]. M.: Tekhnosfera, 2005, 1072 p.*
2. *Mishchenko N.I., Pustynskiy I.N. Metody i sredstva povysheniya tekhnicheskikh kharakteristik aktivno-impul'snykh televizionno-vychislitel'nykh sistem nablyudeniya [Methods and means of improving the technical characteristics of active-pulse television-computer surveillance systems], Doklady Tomskogo gosudarstvennogo un-ta sistem upravleniya i radio-elektroniki [Reports of the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics], 2014, No. 3 (35), pp. 47-52.*
3. *Bezzubik V.V., Belashenkov N.R., Nikiforov V.O. Metod kolichestvennoy otsenki kontrasta tsifrovogo izobrazheniya [Method for quantitative assessment of digital image contrast], Nauchno-tekhnicheskii vestnik SPbGU ITMO [Scientific and Technical Bulletin of St. Petersburg State University ITMO], 2010, No. 6 (70), pp. 86-88.*
4. *Milenin N.K. Shумы v formirovatel'yakh signala na PZS [Noise in CCD signal conditioners], Tekhnika kino i televideniya [Film and television technology], 1980, No. 6, pp. 51-57.*
5. *Priorov A.L., Apal'kov I.V., Khryashchev V.V. Tsifrovaya obrabotka izobrazheniy: ucheb. posobie [Digital image processing: tutorial]. Yaroslavl': YarGU, 2007, 235 p.*

6. *Gruzman I.S., Kirichuk V.S. i dr.* Tsifrovaya obrabotka izobrazheniy v informatsionnykh sistemakh: ucheb. posobie [Digital image processing in information systems: a tutorial]. Novosibirsk: Izd-vo NGTU, 2002, 352 p.
7. *Kandidov V.P. i dr.* Diskretnoe preobrazovanie Fur'e: ucheb. posobie [Discrete Fourier transform: tutorial.]. Moscow: fizicheskiy fakul'tet MGU, 2019, 88 p.
8. *Sitdikov I.T., A. S. Krylov.* Variational image deringing using varying regularization parameter, *Pattern Recognition and Image Analysis*, 2015, Vol. 25, No. 1, pp. 96-100.
9. *Starovoytov V.V., Golub Yu.I.* Poluchenie i obrabotka izobrazheniy na EVM: uchebno-metodicheskoe posobie [Receiving and processing images on a computer: educational and methodological manual]. Minsk: BNTU, 2018, 204 p.
10. *Shapiro L., Stokman Dzh.* Komp'yuternoe zrenie [Computer vision]. Moscow: BINOM. Laboratoriya znaniy, 2006, 752 p.
11. *Yane B.* Tsifrovaya obrabotka izobrazheniy [Digital image processing]. Moscow: Tekhnosfera, 2007, 584 p.
12. *Fisenko V.T., Fisenko T.Yu.* Fraktal'nye metody segmentatsii teksturnykh izobrazheniy [Fractal methods for segmenting texture images], *Priborostroenie [Instrumentation]*, 2013, Vol. 56, No. 5, pp. 63-70.
13. *Shovengerdt R.A.* Distantionnoe zondirovanie. Modeli i metody obrabotki izobrazheniy [Remote sensing. Models and methods of image processing]. Moscow: Tekhnosfera, 2010, 560 p.
14. *Kamenskiy A.V., Kuryachiy M.I.* Rekursivno-separabel'nye metody i algoritmy povysheniya kachestva izobrazheniy v televizionnykh izmeritel'nykh sistemakh [Recursive-separable methods and algorithms for improving image quality in television measurement systems]. Tomsk, 2018, 10 p.
15. *Turulin I.I., Tkachenko M.G.* Bystroperestraivaemye tsifrovye fil'try: monografiya [Fast-tunable digital filters: monograph]. Taganrog: Izd-vo TTI YuFU, 2008, 104 p.
16. *Shlezinger M.I.* Matematicheskie sredstva obrabotki izobrazheniy [Mathematical tools for image processing]. Kiev: Naukova dumka, 1989, 200 p.
17. *Turulin I.I.* Osnovy teorii rekursivnykh KIKh-fil'trov: monografiya [Fundamentals of the theory of recursive FIR filters: monograph]. Taganrog: Izd-vo YuFU, 2016, 264 p.
18. *Naito Y., Miyazaki T., Kuroda I.* A fast full-search motion estimation method for programmable processors with a multiply-accumulator, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1996, Vol. 6, pp. 3221-3224.
19. *Selyankin V.V., Skorokhod S.V.* Analiz i obrabotka izobrazheniy v zadachakh komp'yuternogo zreniya: ucheb. posobie [Analysis and processing of images in computer vision tasks: a tutorial]. Taganrog: Izd-vo YuFU, 2015, 82 p.
20. *Fabijańska A., Sankowski D.* Noise adaptive switching median-based filter for impulse noise removal from extremely corrupted images, *IET Image Processing*, 2011, Vol. 5, Issue 5, pp. 472-480. DOI: 10.1049/iet-ipr.2009.0178.
21. *Ng P.-E., Ma K.-K.* A switching median filter with boundary discriminative noise detection for extremely corrupted images, *IEEE Transactions on Image Processing*, 2006, Vol. 15, Issue 6, pp. 1506-1516. DOI: 10.1109/TIP.2005.871129.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Н.Н. Чернов.

Север Константин Олегович – Южный федеральный университет; e-mail: sever@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; кафедра теоретических основ радиотехники; аспирант.

Гужва Дмитрий Александрович – e-mail: aleksandrovich777@inbox.com; кафедра теоретических основ радиотехники; аспирант.

Турулин Игорь Ильич – e-mail: iiturulin@sfedu.ru; кафедра теоретических основ радиотехники; д.т.н.; профессор.

Sever Konstantin Olegovich – Southern Federal University; e-mail: sever@sfedu.ru; Taganrog, Russia; the department of theoretical foundations of radio engineering; post-graduate student.

Guzhva Dmitry Alexandrovich – e-mail: aleksandrovich777@inbox.com; the department of theoretical foundations of radio engineering; post-graduate student.

Turulin Igor Ilyich – e-mail: iiturulin@sfedu.ru; the department of theoretical foundations of radio engineering; dr. of eng. sc.; professor.

Х.Б. Штанчаев**СТАТИСТИЧЕСКИЕ И МАШИННЫЕ МЕТОДЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО
ИЗВЛЕЧЕНИЯ ПРИЧИННО-СЛЕДСТВЕННЫХ СВЯЗЕЙ ИЗ ТЕКСТА
(ОБЗОР)**

Для решения задачи автоматического извлечения причинно-следственных связей (ПСС) до 2000-х годов использовалась концепция нестатистических методов. Данные методы использовали построенные вручную лингвистические шаблоны. Очевидно, что ПСС, которые не подходили в построенные шаблоны, могли быть не определены. Нестатистические методы требовали постоянного ручного контроля со стороны экспертов, вплоть до оценки. Практически все методы были направлены на извлечение явных ПСС. В некоторых методах были использованы попытки отвязать систему извлечения от конкретной предметной области. Для исключения вышеупомянутых недостатков, разрабатываемые в дальнейшем методы начали смещаться в сторону обработки статистических данных и машинного обучения. Был проанализирован целый ряд ценных работ, связанных с новой парадигмой извлечения ПСС. Целью исследования было оценить новые методы с возможностью выявить их преимущества и недостатки. Большим преимуществом машинных и статистических методов является независимость от предметной области с сохранением точности извлечения. Такие методы хуже по точности, однако не привязаны к конкретной проблемной области. Сами методы в отличие от нестатистических, которые использовали лингвистическое и синтаксическое сравнение с шаблонами вручную, сосредоточены на поиске этих самых шаблонов. Несмотря на то, что машинные и статистические методы в своем большинстве являются независимыми от предметной области и для обучения используют большие корпуса текста они предназначены преимущественно для английского языка. Так же отсутствует стандартизированный набор данных, который позволил бы сравнить методы между собой. Все работы, посвященные методам, проигнорировали извлечение неявных ПСС.

Причинно-следственные связи; причинные знания; обработка естественного языка; машинное обучение; компьютерная лингвистика; скрытые причинные связи.

Kh.B. Shtanchaev**STATISTICAL AND MACHINE METHODS FOR AUTOMATICALLY
EXTRACTING CAUSAL RELATIONSHIPS FROM TEXT (REVIEW)**

Until the 2000s, the concept of non-statistical methods was used to solve the problem of automatic extraction of causal relationships (CR). These methods used manually constructed linguistic templates. Obviously, the CR that did not fit into the built templates could not be defined. Non-statistical methods required constant manual control by experts, up to the evaluation. Almost all methods were aimed at extracting explicit CR. In some methods, attempts were made to untie the extraction system from a specific subject area. To eliminate the above disadvantages, the methods developed in the future began to shift towards statistical data processing and machine learning. In this article, statistical and machine methods of CR extraction are considered. A few valuable papers related to the new paradigm of CR extraction were analyzed. The aim of the research was to evaluate new methods with the ability to identify their advantages and disadvantages. The great advantage of machine and statistical methods is independence from the subject area while maintaining the accuracy of extraction. Such methods are worse in accuracy, but they are not tied to a specific problem area. The methods themselves, unlike non-statistical ones, which used linguistic and syntactic comparison with templates manually, are focused on finding these templates. Even though machine and statistical methods are mostly independent of the subject area and use large corpora of

text for teaching, they are intended mainly for the English language. There is also no standardized data set that would allow methods to be compared with each other. All works devoted to methods ignored the extraction of implicit CR.

Causality; causal knowledge; natural language processing; machine learning; computational linguistics; hidden causality.

Введение. Задача автоматического извлечения данных из слабоструктурированных текстов является разновидностью поиска и одной из проблем обработки естественного языка в настоящее время. С каждым днем объемы неструктурированной информации увеличивается стремительно. Практически во всех областях деятельности люди сталкиваются с вопросами о причинно-следственных связях, то есть связях между событиями или фактами, в которых одно является причиной, а другое – следствием. Извлечение причинно-следственных связей из текста имеет важное значение во многих областях, таких как анализ данных, экономика, медицина и машинное обучение. Из-за нечеткого и многообразного характера языка задача извлечения причинно-следственных связей из текста может быть достаточно сложной. Одним из стандартных подходов к извлечению причинно-следственных связей является использование нестатистических методов. Обзор и анализ нестатистических методов приведен в работе [1]. Методы показали свою эффективность при извлечении ПСС. Однако осталась привязка к конкретным предметным областям и языку. Другой подход заключается в попытках использования машинного обучения.

Статистические и машинные методы извлечения ПСС. Ранние попытки внедрить машинное обучение для решения достаточно простых задач извлечения ПСС была предпринята Гирджу [2]. Она стала достаточно примитивной модификацией работы Гирджу и Молдована [3]. Данная работа подробно рассмотрена в обзоре нестатистических методов [1]. В своей попытке автор попытался автоматизировать ручную процедуру проверки и ранжирования шаблонов для каждого составленного шаблона, использовав метод деревьев решений C4.5, разработанный Джоном Квинланом [4]. Алгоритм, состоящий из двух этапов, использовался для определения достаточно простых семантических сетей слов:

$$\langle \text{NP}_1 \text{ verb NP}_2 \rangle, \quad (1)$$

где verb – причинный глагол, NP – существительное или фраза существительное плюс другая часть речи.

Первый этап алгоритма – определение лексико-синтаксической закономерности автор разделил на три шага:

1. Подбор семантического отношения для работы модели. Автор указал, что в рамках своей работы семантическое правило будет определено как «причинность».

2. Определение языковой конструкции C_i и C_j , которые содержат семантическое правило. Для определения языковых конструкций использовалась лексическая база данных Wordnet.

3. Извлечение лексико-семантической взаимосвязи, которая будет содержать C_i и C_j .

Второй этап алгоритма – обучение модели машинного обучения. Для обучения использовался языковой корпус TREC 9. Для тренировочного набора использовался следующий вид записи:

$$\langle \text{causeNP}; \text{verb}; \text{effectNP}; \text{target} \rangle,$$

где *causeNP* – причина, *verb* – глагол, *effectNP* – следствие, *target* – может быть «Да» или «Нет» в зависимости является ли утверждение истинным или ложным. Используя данный тренировочный набор, разделенный на 10 блоков перекрестной проверки (кросс-валидации) методом дерева решений, авторы обучили модель. Точность и полнота работы модели составили 73,91% и 88,69% на учебном наборе из 6000 предложений и тестовом наборе из 1200 предложений. Для наборов не была определена конкретная предметная область. Впервые в качестве семантических признаков автором была предложена идея использования семантической сети слов. Данные указывают на то, что работа автора с использованием машинного обучения оказалась гораздо эффективной при извлечении ПСС чем оригинальная работа [3]. Можно предположить, что ошибки полученные в процессе обучения и проверки системы связаны с малым количеством причинных глаголов (около 60) и с недостаточным набором данных. Решение задачи с малым количеством данных, с которой встретился автор [2] можно было бы решить, увеличив наборы данных, однако это требует очень много ресурсов.

Очень ценная работа с точки зрения подхода к классификации семантических отношений получилась у Марку и Эчихаби [5]. Для определения различных отношений использовалась Байесовская классификация [6]. Модель не стала самостоятельной, но в дальнейшем работа была модифицирована уже другими авторами. Примером такой модификации может служить работа Чанг и Чой [7]. Авторы добавили анализатор зависимостей [8], который извлекает выражения вида «*NPI causal NP2*». Вследствие чего из текста извлекались вероятности этих троек. Найденные выражения фильтровались с помощью набора причинных глаголов (60 глаголов определенных еще Гирджу [2]) по убывающей вероятности.

«Кандидат в причинность» [7] вышеописанная тройка t_i , классифицировалась как причинная c_1 или не причинная c_0 . Для решения задачи классификации авторы использовали классификатор основанный на байесовском:

$$c^* = \arg \max_{c_j} P(c_j | t_i) = \operatorname{argmax}_{c_j} \frac{P(c_j)P(t_i | c_j)}{P(t_i)}. \quad (2)$$

Он классифицировал тройку с большими вероятностями как «причинную» или как «не причинную». Для улучшения вероятности используется процедура максимизации математического ожидания. Для оценки работы метода авторы использовали не зависящий от предметной области текст в 5 млн предложений. Обучающий набор так же предполагал вручную определенные два текста. Авторы не указывают размер текстов, но точно сообщают, что один текст был независимый от предметной области, а другой связанный с медициной. Метод показал точность 82,88%, полноту – 64,79%, а F-score 72.73%. Так же в статье авторы продемонстрировали как метод еще может быть улучшен. Вся работа была направлена на улучшение точности, в том числе и применение байесовских классификаторов. В работе было продемонстрировано как извлекать ПСС на основе статистических моделей на больших данных.

Бланко в 2008 году предложил работу [9] для извлечения явных ПСС. Для извлечения автор использовал синтаксические шаблоны. Авторы вручную классифицировали 1270 предложений из корпуса TREC5 определяющую или не определяющую причинно-следственную связь. Было обнаружено 170 промежуточных причинно-следственных связей. Предложения, определяющие причинно-следственную связь, были вручную сгруппированы по синтаксическим шаблонам показанным в табл. 1.

Таблица 1

Синтаксические шаблоны, выражающие причинно-следственную связь, их продуктивность и примеры

№	Шаблон	Эффект., %	Пример (англ. язык)
1	[VP rel C], [rel c, VP]	63,75	We didn't go because it was raining
2	[NP VP NP]	13,75	The speech sparked a controversy
3	[VP rel NP], [rel NP, VP]	8.12	He died of cancer
4	другие.	14.38	The lightning caused the workers to fall

Самый популярный шаблон представлял собой следующую последовательность:

$$[VP \text{ rel } C], [rel, VP], \quad (3)$$

где VP – глагольная фраза, rel – соединитель (связующий), C – причинный глагол.

«Соединитель(связующий), который может быть либо предлогом, либо союзом. Ручная кластеризация позволила понять, что четырьмя наиболее распространенными соединителями, определяющими причинно-следственную связь, являются *after, as, be cause* и *since*» [9].

Для обучения авторы использовали языковой корпус. 1068 экземпляров фраз были разделены на обучающую (75%) и тестовую (25%) выборки. В качестве алгоритма обучения использовалась реализация пакетирования с деревьями решений C4.5. Авторы получили средний показатель F-score, равный 0,91, по сравнению с 0,7 у Гирджу [2] и 0,72 у Чанга [7].

Позже, в 2010 году Сил и другие в своей работе [10] реализовали извлечение ПСС с их предпосылками и с постусловиями. Предполагалось, что такой подход будет предполагать извлечение ПСС «с точки зрения извлечения знаний здравого смысла из текста». В системе, которая была названа PREPOST, любое действие осуществляется сбор большого набора содержащих слова согласно шаблону «*is/are/was/were A-ing*». Где A – слово в тексте D_i. Из этого большого набора создается список возможных предусловий и постусловий путем вычисления поточечной вероятности (PMI) [11]:

$$PMI(A, w) = \log \frac{|d \in D_A | w \text{ appears in } d|}{|D_A| * |d \in D | w \text{ appears in } d|} \quad (4)$$

Как показали тесты система PREPOST приспособлена только для небольших наборов данных только для типа ПСС, попадающих в группу «событие – состояние». Однако система хорошо определяет скрытые ПСС с высокой точностью. Точность метода составила 94%.

Вышеописанные методы не решили проблему неявных ПСС. Они в большей степени были сосредоточены около неоднозначности и пытались решить данную проблему во время обучения, подбирая различные функции алгоритма обучения.

Подход к проблеме поменяли Бетард и Мартин [13]. Авторы построили систему, которая «отвечала на вопрос: учитывая два события происходящих в одном предложении, можно ли рассматривать одно событие как причину другого?» [13]. В своей системе авторы использовали метки предложений:

¹ В англоязычной литературе «event- state». Например: «увеличение давления привело к аварии».

ДО (before) – предложения, в которых событие полностью предшествует второму;

ПОСЛЕ (after) – предложения, в которых второе событие полностью предшествует первому;

БЕЗ-СОБЫТИЯ(No-Rel) – ни одно из событий явно не предшествует другому.

Так же авторы решили другую задачу, не решавшуюся в предыдущих работах. Это разделение связей на временные и причинные. Используя корпус от Google, «поверхностные функции» [13], они получили оценку F-score равную 0,49 для временных связей и 0,524 для ПСС.

Графовые методы извлечения ПСС. При решении задач извлечения ПСС не обошлось и без графовых моделей и методов. Ринк в своей работе [14] предложил графовую модель для извлечения ПСС. На основании текстовых предложений строился граф. В качестве вершин графа выступали лексемы. Каждый такой граф мог содержать информацию о лексической и синтаксической структуре предложения. ПСС извлекались из графа в виде подграфов определенным алгоритмом [15]. Для повышения точности используются различные цепочки и семантические связи между глаголами. Используя языковой корпус от Google, что и предыдущий автор, метод показал F-score равной 0,579. Что лучше, чем работа Бетарда и Мартина [13]. Это означает, что графовый метод имеет преимущество, которое заключается в постоянном удерживании информации всего предложения как в части лексики, так и синтаксиса. Кроме того, удерживается весь контекст и взаимосвязь между всеми объектами. Остальная доля ошибок вновь была связана с двусмысленностями.

Достаточно сложные методы решения поставленной задачи предложили Соргенте [16], а также Ян и Мао [17].

В своей работе Соргенте[16] из предложения S извлекает наборы пар причинных связей:

$$\{(C_1E_1), (C_2E_2), \dots, (C_nE_n)\}, \quad (5)$$

где (C_iE_i) – i-ю причинную связь в предложении S.

Для этого используется метод, предложенный автором, алгоритм которого можно увидеть на рис. 1.

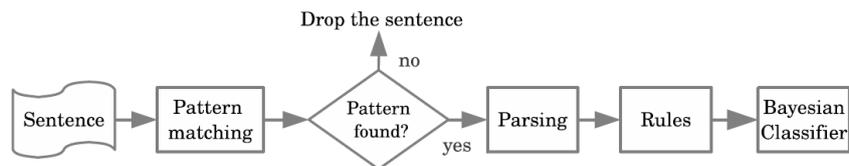


Рис. 1. Алгоритм извлечения причинных пар, предложенный автором [16]

В первую очередь предложение проверяется на содержание одного из шаблонов. Для поиска причинных пар в предложении используются шаблоны, основываясь на языковых конструкциях представленных в табл. 2.

Таблица 2

Соответствие языковой конструкции и шаблона для поиска причинной связи в предложении

Языковая конструкция	Шаблон для поиска причинной связи (английский язык)	Шаблон для поиска причинной связи (перевод на русский язык)
Простые причинные глаголы	<cause generate triggers ...>	<причина порождение побуждение ...>
Пассивные причинные глаголы	<caused generated triggered ...> by	<явилось причиной порождено побудило> <чего-либо или чем-либо>
Комбинация «существительное-предлог»	<result cause lead ...> <in of to>	<результат причина приводить ...> <в из к>
Одиночные предлоги	<from after ...>	<из после ..>

И затем, если шаблон найден, к данному предложению применяются правила. В зависимости от того какую языковую конструкцию автор пытался определить он применял соответствующее правило. Главное правило, которое применяется для определения причинно-следственной связи, выглядит следующим образом:

$$cause(S, P, C)effect(S, P, E) \rightarrow cRel(S, C, E), \quad (6)$$

где $cause(S, P, C)$ – обозначения того, что C является причиной в предложении S в соответствии с шаблоном P , $effect(S, P, E)$ – обозначение того, что E это результат в C относительно шаблона P .

Основываясь на опыте предыдущих ученых, автор использовал в своей работе байесовский классификатор для фильтрации результатов. Проводимые эксперименты на данных SemEval 2010 автор получил результат F-score равный 0,64.

Касательно работы Яна и Мао [17] систему которых назвали MLRE, можно отметить, что система представляет собой многоуровневый анализатор отношений в предложении. Система позволяет обнаруживать ПСС на основе лингвистических знаний грамматики. Следует отметить, что для обучения и тестирования используется лексико-семантический ресурс WordNet. Несмотря на то, что наборы данных приходится помечать вручную и снабжать комментариями метод показал лучший результат по метрике F-score равной 0,66.

После вышеописанных были еще работы [18–21], однако они не участвовали в улучшении статистического или машинного подхода. Скорее они использовали машинные модели извлечения в прикладных задачах, таких как извлечение ПСС между лекарственными препаратами и вирусами или извлечение ПСС из поисковых запросов для улучшения релевантности выдаваемых ответов поисковыми системами.

Сравнение результатов работы различных методов и подходов. Большинство авторов статистических и машинных методов извлечения ПСС использовали три основные метрики для оценки результатов работы своих методов и моделей:

1) Точность (Precision)

$$Precision = \frac{TP}{(TP+FP)}; \quad (7)$$

2) Полнота (Recall)

$$Recall = \frac{TP}{(TP+FN)}; \quad (8)$$

3) Среднее гармоническое от точности и полноты (F-score)

$$F - score = \frac{2*TP}{(2*TP+FN+FP)}. \quad (9)$$

Также следует отметить, что авторы использовали различные корпуса текстов и датасетов. Учитывая все это можно построить сводную таблицу:

Таблица 3

Сводная таблица по статистическим и машинным методам извлечения ПСС

№	Автор работы	Набор данных	Precision, %	Recall, %	F-score, %
1	Гирджу [2]	TREC9	73,91	88,69	70,6
2	Чанг и Чой [7]	TREC	82.88	64,79	72,73
3	Бланко [9]	TREC5	-	-	91.3
4	Сил [10]	-	94,3	85,4	-
5	Бетард [13]	Google N-gram	-	-	49
6	Ринк [14]	Google N-gram	-	-	57
7	Соргенте [16]	SemEval	71	58	63
8	Мао [17]	WordNet	-	-	66

Выводы. В статье представлен обзор исследовательской литературы, по статистическим и машинным методам автоматического извлечения причинно-следственных. Также в статье приведен подробный анализ высоко цитируемых исследований по данной тематике.

Анализ позволил сделать следующие выводы:

1. В большинстве статистические и машинные методы используют байесовский классификатор, который позволяет рассчитывать поточечную информации (PMI). Такая практика позволяет избавить методы от каких-либо ранжирующих факторов как в нестатистических методах, где используются ручные или полуавтоматические ранжирующие меры.

2. В отличие от нестатистических методов, которые использовали лингвистическое и синтаксическое сравнение с шаблонами которые вручную разрабатывались, методы машинного извлечения ПСС сосредоточены на поиске этих самых шаблонов.

3. Большим преимуществом машинных и статистических методов является независимость от предметной области с сохранением точности. Данные методы немного хуже по точности в сравнении с нестатистическими. Однако они отвязаны от конкретной предметной области.

4. Работы посвященные нестатистическим методам проигнорировали извлечение неявных ПСС. Тогда как машинные методы рассмотрели извлечение ПСС именно со стороны неявных и двусмысленных связей.

5. Для обучения машинных методов используются корпуса с огромным охватом: Википедия, WordNet, VerbNet, FrameNet, TREC и т.д. После такого обучения модели становятся переобученными и использовать такие модели в специализированных областях не имеет смысла. Точность в таких областях так же может упасть в связи с отсутствием достаточной информации для обучения.

6. В статьях не приводятся сравнения с существующими методами. Несмотря на то, что указаны цифры по некоторым метрикам, между собой методы невозможно сравнить так как нет какого-либо стандартизированного набора данных. Как видно из сводной табл. 3 почти все методы и модели оценивались авторами на разных наборах данных.

7. Главным недостатком всех методов является то, что они предназначены для одного языка. Преимущественно это английский язык. Для извлечения ПСС из текста на русском языке необходимо модернизировать каждый метод.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Штанчаев Х.Б.* Нестатистические методы автоматического извлечения причинно-следственных связей из текста // Известия ЮФУ Технические науки. – 2023. – № 2. – С. 273-280.
2. *Girju R.* Automatic detection of causal relations for question answering // Proceedings of the ACL 2003 workshop on Multilingual summarization and question answering. – 2003. – Vol. 12. – P. 76-83.
3. *Girju R., Moldovan D.* Text mining for causal relations // FLAIRS Conference. – 2002. – P. 360-364.
4. *Quinlan J.R.* C4. 5: programs for machine learning. – Elsevier, 2014.
5. *Marcu D., Echihabi A.* An unsupervised approach to recognizing discourse relations // Proceedings of the 40th Annual Meeting on Association for Computational Linguistics. – 2002. – P. 368-375.
6. *Дауни А.Б.* Д21 Байесовские модели: пер. с англ. В.А. Яроцкого. – М.: ДМК Пресс. 2018. – 182 с.
7. *Chang D.-S., Choi K.-S.* Causal relation extraction using cue phrase and lexical pair probabilities // in Natural Language Processing– IJCNLP. – 2004. – Springer, 2004. – P. 61-70.
8. *Tapanainen P., Järvinen T.* A non-projective dependency parser // Proceedings of the fifth conference on Applied natural language processing. Association for Computational Linguistics. – 1997. – P. 64-71.
9. *Blanco E., Castell N., Moldovan D.I.* Causal relation extraction. – LREC, 2008.
10. *Sil A., Huang F., Yates A.* Extracting action and event semantics from web text // AAAI Fall Symposium: Commonsense Knowledge. – 2010.
11. *Church K.W., Hanks P.* Word association norms, mutual information, and lexicography // In Proceedings of the 27th Annual Conference of the Association of Computational Linguistics. – 1989. – P. 76-83.
12. *Gordon A.S., Bejan C.A., Sagae K.* Commonsense causal reasoning using millions of personal stories. – AAAI, 2011.
13. *Bethard S., Martin J.H.* Learning semantic links from a corpus of parallel temporal and causal relations // Proceedings of the 46th Annual Meeting of the Association for Computational Linguistics on Human Language Technologies: Short Papers. Association for Computational Linguistics. – 2008. – P. 177-180.
14. *Rink B., Bejan C.A., Harabagiu S.M.* Learning textual graph patterns to detect causal event relations // FLAIRS Conference. – 2010.
15. *Yan X. and Han J.* Graph-based substructure pattern mining // Data Mining, Proceedings. 2002 IEEE International Conference on. – IEEE. 2002. – P. 721-724.
16. *Sorgente A., Vettigli G., Mele F.* Automatic extraction of cause effect relations in natural language text // DART@ AI* IA. Vol. 2013. – P. 37-48.
17. *Yang X. and Mao K.* Multi level causal relation identification using extended features // Expert Systems with Applications. – 2014. – Vol. 41, No. 16. – P. 7171-7181
18. *Pakray P., Gelbukh A.* An open domain causal relation detection from paired nominal // 13th Mexican international conference on artificial intelligence (MICAI-2014). Nature-Inspired Computation and Machine Learning. – 2014. – Vol. 8857. – P 261-271.
19. *Gurulingappa H., Rajput AM., Roberts A., Fluck J., Hofmann-Apitius M., Toldo L.* Development of a benchmark corpus to support the automatic extraction of drug-related adverse effects from medical case reports // J Biomed Inform. – 2012. – Vol. 45 (5). – P. 885-892.

20. Rutherford A., Xue N. Discovering implicit discourse relations through brown cluster pair representation and coreference patterns // Proceedings of the 14th conference of the European chapter of the association for computational linguistics. Association for Computational Linguistics. – 2014. – P. 645-654.
21. Xu Y., Mou L., Li G., Chen Y., Peng H., Jin Z. Classifying relations via long short-term memory networks along shortest dependency paths // Proceedings of the 2015 conference on empirical methods A survey on extraction of causal relations in natural language processing. Association for Computational Linguistics. 2015. Lisbon. Portugal. – P. 1785-1794.

REFERENCES

1. Shtanchaev Kh.B. Nestatisticheskie metody avtomaticheskogo izvlecheniya prichinno-sledstvennykh svyazey iz teksta [Non-statistical methods for automatically extracting cause-and-effect relationships from text], *Izvestiya YuFU Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2023, No. 2, pp. 273-280.
2. Girju R. Automatic detection of causal relations for question answering, *Proceedings of the ACL 2003 workshop on Multilingual summarization and question answering*, 2003, Vol. 12, pp. 76-83.
3. Girju R., Moldovan D. Text mining for causal relations, *FLAIRS Conference*, 2002, pp. 360-364.
4. Quinlan J.R. C4. 5: programs for machine learning. Elsevier, 2014.
5. Marcu D., Echihab A. An unsupervised approach to recognizing discourse relations, *Proceedings of the 40th Annual Meeting on Association for Computational Linguistics*, 2002, pp. 368-375.
6. Dauni A.B. D21 Bayesovskie modeli [D21 Bayesian models]: transl. from engl. V.A. Yarockogo. Moscow: DMK Press. 2018, 182 p.
7. Chang D.-S., Choi K.-S. Causal relation extraction using cue phrase and lexical pair probabilities, in *Natural Language Processing–IJCNLP*, 2004. Springer, 2004, pp. 61-70.
8. Tapanainen P., Järvinen T. A non-projective dependency parser, *Proceedings of the fifth conference on Applied natural language processing. Association for Computational Linguistics*, 1997, pp. 64-71.
9. Blanco E., Castell N., Moldovan D.I. Causal relation extraction. LREC, 2008.
10. Sil A., Huang F., Yates A. Extracting action and event semantics from web text, *AAAI Fall Symposium: Commonsense Knowledge*, 2010.
11. Church K.W., Hanks P. Word association norms, mutual information, and lexicography, *In Proceedings of the 27th Annual Conference of the Association of Computational Linguistics*, 1989, pp. 76-83.
12. Gordon A.S., Bejan C.A., Sagae K. Commonsense causal reasoning using millions of personal stories. AAAI, 2011.
13. Bethard S., Martin J.H. Learning semantic links from a corpus of parallel temporal and causal relations, *Proceedings of the 46th Annual Meeting of the Association for Computational Linguistics on Human Language Technologies: Short Papers. Association for Computational Linguistics*, 2008, pp. 177-180.
14. Rink B., Bejan C.A., Harabagiu S.M. Learning textual graph patterns to detect causal event relations, *FLAIRS Conference*. – 2010.
15. Yan X. and Han J. Graph-based substructure pattern mining, *Data Mining, Proceedings. 2002 IEEE International Conference on*. IEEE. 2002, pp. 721-724.
16. Sorgente A., Vettigli G., Mele F. Automatic extraction of cause effect relations in natural language text, *DART@ AI* IA*. Vol. 2013, pp. 37-48.
17. Yang X. and Mao K. Multi level causal relation identification using extended features, *Expert Systems with Applications*, 2014, Vol. 41, No. 16, pp. 7171-7181
18. Pakray P., Gelbukh A. An open domain causal relation detection from paired nominal, *13th Mexican international conference on artificial intelligence (MICAI-2014). Nature-Inspired Computation and Machine Learning*, 2014, Vol. 8857, pp. 261-271.
19. Gurulingappa H., Rajput AM., Roberts A., Fluck J., Hofmann-Apitius M., Toldo L. Development of a benchmark corpus to support the automatic extraction of drug-related adverse effects from medical case reports, *J Biomed Inform*, 2012, Vol. 45 (5), pp. 885-892.

20. *Rutherford A., Xue N.* Discovering implicit discourse relations through brown cluster pair representation and coreference patterns, *Proceedings of the 14th conference of the European chapter of the association for computational linguistics. Association for Computational Linguistics*, 2014, pp. 645-654.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор А.Н. Целых.

Штанчаев Хайрутин Баширович – Дагестанский государственный технический университет; e-mail: shtanchaev.h@gmail.com; г. Махачкала, Россия; тел.: +79883081572; кафедра ПОВТиАС; к.т.н.

Shtanchaev Khairutin Bashirovich – Dagestan State Technical University; e-mail: shtanchaev.h@gmail.com; Makhachkala, Russia; phone: +79883081572; the department of POVTiAS; cand. of eng. sc.

Раздел II. Анализ данных и моделирование

УДК 551.51, 551.554

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-115-125

О.В. Белоусова

ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСТВА ПРИЗЕМНОГО СЛОЯ: МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТ

Представлен сравнительный анализ результатов численного и аналитического моделирования электродного эффекта в атмосфере, а также экспериментальных исследований электродинамических процессов, проходящих в приземном слое. Для анализа использованы несколько электрических характеристик приземного слоя в атмосфере, а именно значения параметров электродного эффекта, определяемых числом положительных и отрицательных аэроионов, на различных высотах от поверхности земли. Исследования проведены для различных моделей при различных метеорологических условиях в приближениях классического (нетурбулентного) и турбулентного электродного эффекта, как в чистой атмосфере, так и с учетом аэрозольного загрязнения воздуха. Выявлена закономерность независимости значения электродного эффекта в целом (усиление электрического поля у поверхности по сравнению с верхней границей образующегося электродного слоя) от атмосферных условий при различных методах математического и численного моделирования. Установлено, что высота электродного слоя и, соответственно, масштаб распределения электрических характеристик меняются в значительной степени при действии на приповерхностный слой атмосферы различных факторов, таких как ионизация и аэрозольное загрязнение воздуха, наличие и интенсивность турбулентного и конвективного переносов. Проведена верификация приближенных аналитических моделей путем установления соответствия между результатами численного моделирования, теоретических расчетов и экспериментальных исследований, полученным ранее. Данные теоретических и численных расчетов различными способами хорошо согласуются между собой и с результатами экспериментальных атмосферно-электрических наблюдений. Сделаны выводы о возможности использования приближенных аналитических выражений, полученных методами математического моделирования, для описания электродинамической структуры нижнего слоя атмосферы.

Математическое моделирование; приземный слой; атмосфера; электродный эффект; электрическое поле; аэроионы, аэрозоль.

O.V. Belousova

SURFACE LAYER ELECTRICITY RESEARCH: MODELING AND EXPERIMENT

The article presents a comparative analysis of the numerical and analytical modeling results of the electrode effect in the atmosphere, as well as experimental studies of electrodynamic processes taking place in the surface layer. For the analysis, several electrical characteristics of the surface layer in the atmosphere were used, namely, the values of the parameters of the electrode effect determined by the number of positive and negative aeroions at different altitudes from the earth's surface. Studies have been carried out for various models under various meteorological conditions in approximations of the classical (non-turbulent) and turbulent electrode effect, both in a clean atmosphere and taking into account aerosol air pollution. The independence regularity of the electrode effect value as a whole (the amplification of the electric field at the surface com-

pared with the upper boundary of the formed electrode layer) from atmospheric conditions with various methods of mathematical and numerical modeling is revealed. It is established that the height of the electrode layer and, accordingly, the scale of the electrical characteristics distribution change significantly when various factors, such as ionization and aerosol air pollution, the presence and intensity of turbulent and convective transport, act on the near-surface layer of the atmosphere. The verification of approximate analytical models was carried out by establishing the correspondence between the results of numerical modeling, theoretical calculations and experimental studies obtained earlier. The data of theoretical and numerical calculations in various ways are in good agreement with each other and with the results of experimental atmospheric-electrical observations. Conclusions are drawn about the possibility of using approximate analytical expressions obtained by mathematical modeling methods to describe the electrodynamic structure of the atmospheric lower layer.

Mathematical modeling; surface layer; atmosphere; electrode effect; electric field; aeroions; aerosol.

Введение. Электродинамическими характеристики атмосферы у поверхности земли тесно связаны с метеоявлениями. Установление связей между электрическими величинами и метеопараметрами необходимо и достаточно для решения многих прикладных проблем, в частности для корректной интерпретации данных оперативного и долгосрочного атмосферно-электрического мониторинга [1, 2].

Как известно, электрические процессы в нижней части атмосферы обусловлены влиянием электродного эффекта в слое высотой от одного до десятков метров у земли, под которым понимается большая совокупность физических факторов и метеорологических процессов [3].

Данные измерений электрических параметров в приземном слое малочисленны. Это связано, прежде всего, со сложными методиками проведения градиентных измерений метеорологических и электрических величин, а также с проблемой искажения результатов измерений за счет влияния приборов-измерителей.

Численные модели и результаты расчетов электродного эффекта описаны в достаточно большом числе работ, результаты которых обобщены и приведены в монографии [3]. В работах [4–8] при обоснованных физических опущениях методами математического моделирования получены аналитические выражения для расчетов электрических характеристик приземного слоя в приближении электродного эффекта.

Цель работы – сравнительный анализ результатов численных и аналитических расчетов по различным моделям приземного слоя в приближении электродного эффекта, а также их верификация на основе экспериментальных данных.

Классический электродный слой. При отсутствии аэрозольных частиц система электродинамических уравнений в приближении классического электродного эффекта [4] записывается как

$$\begin{aligned} \pm \frac{d}{dz} (b_{1,2} n_{1,2} E) &= q - \alpha n_1 n_2, \\ \frac{dE}{dz} &= \frac{e}{\varepsilon_0} (n_1 - n_2), \end{aligned} \quad (1)$$

при заданных граничных условиях в виде:

$$n_2(z=0), n_{1,2}(\infty) = (q(\infty) / \alpha)^{1/2}, E(z=0) = E_0, \quad (2)$$

где $n_{1,2}$ – концентрации полярных аэроионов, $b_{1,2}$ – параметры подвижности, α – рекомбинационный параметр, E – напряженность электрического поля, q – параметр ионизации воздуха, e – модуль заряда электрона, ε_0 – диэлектриче-

ская проницаемость вакуума, Z – вертикальная координата от поверхности земли, индексом « ∞ » здесь и далее обозначены значения величин на верхней границе рассматриваемого электродного слоя.

Результаты численного моделирования классического электродного эффекта приведены в работах [3, 9]. В работе [4] получены приближенные аналитические решения в виде выражений для расчета распределений по высоте значений удельного числа отрицательных аэроионов и напряженности электрического поля:

$$n_2(z) = \frac{q}{\alpha n_1} \cdot \left(1 - \exp\left(\frac{\alpha n_1 z}{b_2 E_0}\right) \right). \quad (3)$$

$$E(z) = j / \lambda(z), \quad (4)$$

здесь $j = \lambda(\infty) \cdot E$ – плотность электрического тока, а значения проводимости воздуха $\lambda(z)$ на соответствующей высоте рассчитываются как:

$$\lambda(z) = e(b_1 n_1(z) + b_2 n_2(z)), \quad (5)$$

Для сравнительного анализа результатов модельных расчетов использованы значения параметров: $q = 4,8 \cdot 10^6 \text{ м}^{-3} \text{ с}^{-1}$, $b_{1,2} = 1,4 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2 \text{ В}^{-1} \text{ с}^{-1}$, $\alpha = 1,6 \cdot 10^{-12} \text{ м}^{-3} \text{ с}^{-1}$.

В результате получены распределения $n_{1,2}(z)$ и $E(z)$ при модульных значениях $E_0(z=0) = (100 - 500) \text{ В/м}$.

Анализ решений показывает, что высота классического электродного слоя растет с увеличением значений E_0 . При этом значения n_1 у поверхности земли уменьшаются, а параметр E_0 / E_∞ с ростом E_0 практически не изменяется.

В табл. 1 приведены значения параметров классического электродного слоя для различных условий на высотах 1 и 2 метра, где стандартно рекомендуется устанавливать измерительную аппаратуру. Как видно, данные вычислительных экспериментов [3, 9] и аналитических расчётов достаточно хорошо согласуются между собой. Изменения значений параметра n_1 / n_∞ при увеличении начальных значений E_0 находятся в пределах 5%. Изменения параметра n_2 / n_∞ – гораздо больше и достигают примерно 80% на рассматриваемых высотах. Параметр $E(z) / E_\infty$ с ростом начальных значений электрического поля увеличивается примерно на 40%, но затем это нивелируется с высотой.

Таблица 1

Значения параметров классического электродного слоя (ВЭ – вычислительный эксперимент, АР – аналитические расчёты)

Параметры	ВЭ	ВЭ	ВЭ
	АР	АР	АР
$E_0 (\text{В} \cdot \text{м}^{-1})$	-100	-200	-500
$n_1/n_\infty, z=1$	0,95	0,92	0,9
	1	1	1
$n_2/n_\infty, z=1$	0,37	0,17	0,06
	0,38	0,24	0,09

Окончание табл. 1

$E/E_{\infty}, z=1$	1,58	1,95	2,26
	1,43	1,63	1,83
$n_1/n_{\infty}, z=2$	0,97	0,94	0,9
	1	1	1
$n_2/n_{\infty}, z=2$	0,69	0,33	0,18
	0,62	0,38	0,19
$E/E_{\infty}, z=2$	1,21	1,65	2,11
	1,24	1,45	1,7
E_0/E_{∞}	2,22	2,33	2,43
	2	2	2

Экспериментальные профили $E(z)$ над морской поверхностью [10], в условиях устойчивой стратификации и свободной от аэрозоля атмосферы хорошо согласуются с модельными расчетами параметров классического электродного слоя, выполненными, как численными методами [9, 11], так по формулам, полученным методами математического моделирования [3]. В работе [4] приведены средние значения электрических параметров на высоте 1,5 метра: $\lambda_+ = 1,64 \cdot 10^{-14} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$ и $\lambda_- = 0,16 \cdot 10^{-14} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$ при стандартном значении $E = -100 \text{ В/м}$ при небольшом загрязнении воздуха ($N = 5 \cdot 10^8 \text{ м}^{-3}$). В работе [12] при скорости ветра менее $0,5 \text{ м}^{-1} \cdot \text{с}^{-1}$ средние значения соответственно равны $\lambda_+ = 3,3 \cdot 10^{-14} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$, а значения λ_- равны $0,75 \cdot 10^{-14} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$ на поверхности и $1,3 \cdot 10^{-14} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$ на высоте 1,8 м. Параметр униполярности равен $n_1/n_2 = 2,75$. По модельным расчетам работы [9] это отношение равно 1,55. Расхождение теоретических и экспериментальных результатов можно объяснить тем, что при измерениях не учитывалось искажение датчиками значений электрического поля. В сильном электрическом поле ($E = -400 \text{ В/м}$) в незагрязнённой атмосфере электрическая проводимость λ остается практически постоянной, а значения ее компонент меняется при увеличении расстояния от поверхности: λ_+ – убывает, λ_- – возрастает [13]. Объемный электрический заряд в электродном слое при этом остается положительным. Здесь также указана проблема влияния датчиков на измеренные значения E и λ .

Турбулентный электродный слой. Уравнения электродинамической модели приземного слоя атмосферы в приближении турбулентного электродного эффекта [3] записываются как:

$$\pm \frac{\partial}{\partial z} (b_{1,2} \cdot n_{1,2} E) - \frac{\partial}{\partial z} (D_T(z) \frac{\partial n_{1,2}}{\partial z}) = q(z) - \alpha n_1 n_2, \quad (6)$$

$$\frac{\partial E}{\partial z} = \frac{e}{\varepsilon_0} (n_1 - n_2)$$

Дополнительные условия на границах электродного слоя задаются как:

$$n_{1,2}(z = z_0) = 0, \quad n_{1,2}(z \rightarrow \infty) = \sqrt{q_{\infty}/\alpha}, \quad (7)$$

где $D_T = D_1 \cdot z$ – коэффициент турбулентной диффузии аэроионов, z_0 – параметр шероховатости земной поверхности.

Результаты численного моделирования турбулентного электродного эффекта приведены в работах [3, 15, 16]. В работе [5] в предположении $D_T = D_0 = const$ получены приближенные аналитические решения в виде выражений для расчета профилей аэроионов:

$$\begin{aligned} n_1(z) &= \frac{q}{\alpha n_\infty} (1 - e^{k_{12}(z-z_0)}), \quad k_{12} = \frac{b_1 E_0 - \sqrt{4D_0 \alpha n_\infty + (b_1 E_0)^2}}{2D_0}, \\ n_2(z) &= \frac{q}{\alpha n_\infty} (1 - e^{k_{22}(z-z_0)}), \quad k_{22} = \frac{-b_2 E_0 - \sqrt{4D_0 \alpha n_\infty + (b_2 E_0)^2}}{2D_0}. \end{aligned} \quad (8)$$

Используя закон Ома, значение полного тока j_0 в этой постановке задачи можно рассчитать на верхней границе вне электродного слоя:

$$j_0 = \lambda_\infty \cdot E_0, \quad \lambda_\infty = e(b_1 n_1(\infty) + b_2 n_2(\infty)), \quad (9)$$

где $n_{1,2}(\infty) = (q/\alpha)^{1/2}$ – асимптотические значения.

Предположив постоянным значение λ , уравнение для E с граничными условиями представлено как:

$$\begin{aligned} -\varepsilon_0 D_0 \frac{d^2 E}{dz^2} + \lambda E &= j_0, \\ E(z = z_0) &= E_0, \quad E(z \rightarrow \infty) = E_\infty. \end{aligned} \quad (10)$$

Откуда получен профиль напряжённости $E(z)$ электрического поля:

$$E(z) = (E_0 - E_\infty) e^{-(z-z_0) \sqrt{\frac{\lambda}{\varepsilon_0 D_0}}} + E_\infty. \quad (11)$$

При наличии в атмосфере аэрозольных частиц концентрацией $N \gg n_{1,2}$ в правую часть первого уравнения в системе (6) вместо последнего слагаемого добавлен член $BNn_{1,2}$, отвечающий взаимодействию аэроионов с аэрозолем. Параметр $B = \frac{2\eta_1\eta_2}{\eta_1 + 2\eta_2}$ зависит от коэффициентов воссоединения аэроионов ($\eta_{1,2}$) с аэрозольными частицами. Соответственно изменено второе граничное условие:

$$n_{1,2}(z \rightarrow \infty) = \frac{q}{BN}.$$

Решением модельных уравнений в этом случае являются профили $n_{1,2}$:

$$\begin{aligned} n_1(z) &= \frac{q}{BN} (1 - e^{k_{11}(z-z_0)}), \quad k_{11} = \frac{b_1 E_0 - \sqrt{4D_0 BN + (b_1 E_0)^2}}{2D_0}, \\ n_2(z) &= \frac{q}{BN} (1 - e^{k_{21}(z-z_0)}), \quad k_{21} = \frac{-b_2 E_0 - \sqrt{4D_0 BN + (b_2 E_0)^2}}{2D_0}. \end{aligned} \quad (12)$$

Расчет профиля $E(z)$ осуществлялся по формуле (11) с учетом изменённых за счет аэрозольных частиц в атмосфере значений λ и λ_∞ , а, следовательно, и j_0 .

Для сравнения численных и аналитических моделей задавались следующие параметры: $D_1 = D_0$ от $0,01 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$ до $0,1 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$, $v = 0 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$, $E_0 = -100 \text{ В} \cdot \text{м}^{-1}$, $q_0 = 4,8 \cdot 10^6 \text{ м}^{-3} \text{с}^{-1}$, N от 10^{10} м^{-3} до 10^{11} м^{-3} .

Значения параметров электродного эффекта для высот 0,5, 1 и 2 метров представлены в табл. 2. Как следует из представленных данных вычислительный эксперимент и аналитические расчёты качественно совпадают, а количественные различия объясняются более подробным учетом функциональных зависимостей параметров модели при численных расчетах [3, 15].

При проведении сравнительного анализа данных из табл. 1 и 2 установлено, что для случая интенсивного турбулентного переноса (при $D_1 = 0,1 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$) увеличение аэрозольного загрязнения атмосферы приводит к уменьшению значений электродного эффекта по всем слое более, чем на 20 %, что на 5 % больше, чем при слабом турбулентном перемешивании (при $D_1 = 0,01 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$). При этом необходимо отметить, что значения параметров электродного эффекта при малых значениях D_1 , мало отличаются от значений при наблюдении нетурбулентного электродного эффекта.

Таблица 2

Значения параметров турбулентного электродного слоя в чистой атмосфере и при разных концентрациях аэрозоля

Параметры	$D_1 = 0,01 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$			$D_1 = 0,1 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$		
	N, м ³					
	0	10^{10}	10^{11}	0	10^{10}	10^{11}
Тип модели	ВЭ	ВЭ	ВЭ	ВЭ	ВЭ	ВЭ
	АР	АР	АР	АР	АР	АР
$n_1(0,5)/n_1(\infty)$	-	1,08	1,18	-	0,77	1,04
	-	0,75	0,87	-	0,20	0,44
$n_1(1)/n_1(\infty)$	1,00	1,03	1,06	0,78	0,85	1,04
	0,76	0,80	0,94	0,24	0,35	0,68
$n_1(2)/n_1(\infty)$	1,00	1,00	1,01	0,83	0,91	1,01
	0,95	1,00	1,00	0,38	0,58	0,90
$n_2(0,5)/n_2(\infty)$	-	0,71	1,20	-	0,62	0,99
	-	0,25	0,75	-	0,13	0,40
$n_2(1)/n_2(\infty)$	0,64	0,87	1,086	0,62	0,74	1,02
	0,19	0,50	0,94	0,14	0,25	0,64
$n_2(2)/n_2(\infty)$	0,8	0,96	1,01	0,73	0,83	1,01
	0,38	0,75	0,99	0,24	0,43	0,89
E_0/E_∞	-	1,77	1,12	-	1,57	1,07
	-	1,97	1,97	-	1,95	1,80
$E/E_\infty(0,5)$	-	1,62	1,11	-	1,55	1,07
	-	1,58	1,57	-	1,81	1,66
$E/E_\infty(1)$	1,84	1,53	1,10	2,12	1,52	1,06
	1,45	1,34	1,33	1,87	1,68	1,55
$E/E_\infty(2)$	1,59	1,41	1,09	1,99	1,49	1,06
	1,18	1,13	1,11	1,64	1,48	1,37

Конвективно-турбулентный электродный слой. При моделировании турбулентно-конвективного электродного слоя, в атмосфере с количеством аэрозольных частиц, которым можно пренебречь, также будем использовать указанные выше допущения. Система уравнений в чистой атмосфере с соответствующими граничными условиями имеет вид [6]:

$$\begin{aligned} (\nu \pm b_{1,2})E_0 \frac{dn_{1,2}}{dz} - D_0 \frac{d^2 n_{1,2}}{dz^2} &= q - \alpha n_\infty n_{1,2}, \\ n_{1,2}(z = z_0) &= 0, \quad n_{1,2}(z = z_\infty) = \sqrt{q_\infty / \alpha} = n_\infty, \end{aligned} \quad (13)$$

В работе [6] решения системы (13) получены в виде:

$$\begin{aligned} n_1(z) &= \frac{q}{\alpha n_\infty} \left(1 - e^{k_{12}(z-z_0)}\right), \quad k_{12} = \frac{(b_1 E_0 + \nu) - \sqrt{4D_0 \alpha n_\infty + (b_1 E_0 + \nu)^2}}{2D_0} \\ n_2(z) &= \frac{q}{\alpha n_\infty} \left(1 - e^{k_{22}(z-z_0)}\right), \quad k_{22} = \frac{-(b_2 E_0 - \nu) - \sqrt{4D_0 \alpha n_\infty + (b_2 E_0 - \nu)^2}}{2D_0}. \end{aligned} \quad (14)$$

Для расчёта $E(z)$ использовалось уравнение для j_0 с граничными условиями в виде:

$$\begin{aligned} -\varepsilon_0 D_T(z) \frac{d^2 E}{dz^2} + \varepsilon_0 \nu \frac{dE}{dz} + \lambda E &= j_0, \\ E(z = z_0) &= E_0, \quad E(z \rightarrow \infty) = E_\infty. \end{aligned} \quad (15)$$

Откуда получен профиль электрического поля [6]:

$$E(z) = (E_0 - E_\infty) \cdot \exp\left(\frac{\varepsilon_0 \nu - \sqrt{(\varepsilon_0 \nu)^2 + 4\lambda \varepsilon_0 D_0}}{2\varepsilon_0 D_0} (z - z_0)\right) + E_\infty. \quad (16)$$

При рассмотрении модели турбулентно-конвективного электродного слоя с учетом наличия в нем аэрозоля при условии, что $N \gg n_{1,2}$ в правую часть модельного уравнения в системе (13) так же, как и в системе (6), вместо последнего слагаемого добавляется член $BNn_{1,2}$, который описывает взаимодействие аэрионов с аэрозолем. Решениями полученной системы уравнений, являются выражения [6]:

$$\begin{aligned} n_1(z) &= \frac{q}{BN} \left(1 - e^{m_{12}(z-z_0)}\right), \quad m_{12} = \frac{(b_1 E_0 + \nu) - \sqrt{4D_0 BN + (b_1 E_0 + \nu)^2}}{2D_0}, \\ n_2(z) &= \frac{q}{BN} \left(1 - e^{m_{22}(z-z_0)}\right), \quad m_{22} = \frac{-(b_2 E_0 - \nu) - \sqrt{4D_0 BN + (b_2 E_0 - \nu)^2}}{2D_0}. \end{aligned} \quad (17)$$

Распределение $E(z)$ рассчитывается, как и для случая в отсутствии аэрозоля, с помощью выражения (16).

Для моделирования структуры турбулентно-конвективного электродного слоя заданы следующие значения параметров модели: $D_1 = D_0 = 0,1 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$, υ от $-0,2 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$ до $0,2 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$, $E_0 = -100 \text{ В/м}$, $q_0 = 4,8 \cdot 10^6 \text{ м}^{-3} \text{с}^{-1}$, N от 10^{10} м^{-3} до 10^{11} м^{-3} ,

Результаты модельных расчетов представлены в табл. 3, из которой следует удовлетворительное совпадение результатов вычислительного эксперимента [14] и аналитических расчётов. В случае, когда конвективный член отрицателен ($\upsilon = -0,2 \text{ мс}^{-1}$), т.е., направлен вниз, происходит уменьшение характерного масштаба распределения электродинамических характеристик. Из анализа данных расчетов видно, что величина E_0/E_∞ во всем слое, как и его высота уменьшается более чем на 10%.

Таблица 3

Значения параметров конвективно-турбулентного электродного слоя

Параметры	$\upsilon = -0,2 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$			$\upsilon = 0,2 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$		
	N, м ⁻³					
	0	10 ¹⁰	10 ¹¹	0	10 ¹⁰	10 ¹¹
Тип модели	ВЭ	ВЭ	ВЭ	ВЭ	ВЭ	ВЭ
	АР	АР	АР	АР	АР	АР
$n_1(0,5)/n_1(\infty)$	0,77	0,82	1,07	0,56	0,71	1,02
	0,64	0,67	0,73	0,01	0,06	0,23
$n_1(1)/n_1(\infty)$	0,88	0,91	1,07	0,64	0,79	1,02
	0,88	0,89	0,93	0,17	0,12	0,40
$n_1(2)/n_1(\infty)$	0,97	0,98	1,04	0,71	0,85	1,00
	1,00	0,99	1,00	0,29	0,27	0,65
$n_2(0,5)/n_2(\infty)$	0,58	0,67	1,02	0,41	0,58	0,97
	0,77	0,62	0,70	0,01	0,03	0,20
$n_2(1)/n_2(\infty)$	0,71	0,79	1,05	0,50	0,69	1,00
	0,88	0,85	0,90	0,02	0,05	0,37
$n_2(2)/n_2(\infty)$	0,84	0,90	1,04	0,60	0,78	0,99
	1,00	0,98	1,00	0,03	0,10	0,60
E_0/E_∞	1,83	1,60	1,10	2,26	1,52	1,06
	1,82	1,95	1,98	1,95	1,47	1,05
$E/E_\infty(0,5)$	1,75	1,56	1,10	2,19	1,51	1,06
	1,30	1,34	1,36	1,93	1,47	1,05
$E/E_\infty(1)$	1,69	1,55	1,09	2,14	1,49	1,05
	1,11	1,11	1,13	1,92	1,47	1,04
$E/E_\infty(2)$	1,6	1,50	1,09	2,04	1,46	1,04
	1,01	1,01	1,02	1,89	1,46	1,04

Рассмотрим экспериментальные данные исследований электродного эффекта при различной степени устойчивости атмосферы, проведенных в работах [4] и [12]. Установлено, что параметр униполярности уменьшается с увеличением скорости ветра. При большой степени турбулентного перемешивания значения параметров λ_+ и λ_- становятся близки. Это полностью совпадает с теоретическими результатами, полученными в работах [3, 5, 9, 15, 16]. В работе [17] были проведе-

ны результаты измерений на высоте 1 м над океанической поверхностью. При значениях $E_0 = -150 \text{ В/м}$, коэффициента турбулентности $0,08 \text{ м}^2/\text{с}$ и концентрации аэрозольных частиц в пределах $(2-4) \cdot 10^8 \text{ м}^{-3}$, средние значения электрических параметров составили: $n_1/n_\infty = 0,86$, $n_2/n_\infty = 0,50$, $n_1/n_2 = 0,78$. Модельные расчеты турбулентного электродного слоя [3] дают значения $n_1/n_\infty = 0,94$, $n_2/n_\infty = 0,51$, $n_1/n_2 = 1,85$. Если учесть наличие небольших концентраций аэрозольных частиц в эксперименте, которые, согласно модельным представлениям, уменьшают значения $n_{1,2}/n_\infty$, то совпадение теоретических и экспериментальных результатов можно считать вполне удовлетворительными.

В работе [18] измерялись число аэроионов в чистой атмосфере на высоте $\sim 1 \text{ м}$ и, в результате, получено, что при сильных электрических полях более -500 В/м (но не приводящих к коронному разряду) их удельные концентрации уменьшаются. В теории это объясняется тем, что в сильном электрическом поле классический электродный эффект может преобладать над влиянием турбулентного переноса [3]. В работе [19] получено, что в слабом электрическом поле (менее -100 В/м) n_+ и n_- уменьшаются с высотой в метровом слое, и этот эффект более резко выражен в ночные часы. Это связано с уменьшением количества радиоактивных эманаций из почвы.

Для решения проблемы постоянства суммарной проводимости с высотой в работе [20] был повторен эксперимент [18] в условиях близких к условиям [19]. При средних значениях $E = -115 \text{ В/м}$ и суммарной проводимости $\lambda = 1,1 \cdot 10^{-14} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$ результаты хорошо согласуются с измерениями [18]: параметры n_1 и n_2 и параметр униполярности уменьшаются до высоты $\approx 1 \text{ м}$, а последний также уменьшается при усилении ветра.

Заключение. Сравнительный анализ расчетных данных позволяет сделать выводы об обоснованности и пригодности применения методик получения приближенных аналитических выражений методами математического моделирования в различных метеорологических и физических условиях. Это обусловлено корректностью сделанных допущений на основании физических соображений, которая подтверждается хорошей степенью соответствия полученных приближенных аналитических и численных решений реальным электрическим процессами, протекающим в приземном слое атмосферы.

Степень согласия результатов численного моделирования и приближенных аналитических расчетов, а также их соответствие экспериментальным данным говорят о возможности использования полученных формул на практике, в том числе для оценок результатов атмосферно-электрического мониторинга.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Шулейкин В.Н., Щукин Г.Г., Куповых Г.В. Развитие методов и средств прикладной геофизики - атмосферно-электрический мониторинг геологических неоднородностей и зон геодинамических процессов: монография. – СПб.: Изд-во РГГМУ, 2015. – 206 с.
2. Куповых Г.В., Тимошенко Д.В., Клово А.Г., Кудринская Т.В. Влияние электродного эффекта на суточные вариации электрического поля атмосферы в приземном слое // Оптика атмосферы и океана. – 2023. – Т. 36, № 10. – С. 834-838.
3. Куповых Г.В., Морозов В.Н., Шварц Я.М. Теория электродного эффекта в атмосфере. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1998. – 123 с.
4. Куповых Г.В., Клово А.Г., Гривцов В.В., Белоусова О.В. Моделирование электродинамической структуры нетурбулентного приземного слоя // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2022. – № 3 (227). – С. 234-243.

5. Белоусова О.В., Куповых Г.В., Клово А.Г., Гривцов В.В. Результаты моделирования электродинамической структуры турбулентного приземного слоя // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2022. – № 4 (228). – С. 245-253.
6. Куповых Г.В., Белоусова О.В., Тимошенко Д.В., Клово А.Г., Кудринская Т.В. Электродинамическая модель турбулентно-конвективного приземного слоя: приближенные аналитические решения // Матер. IX Всероссийской научной конференции по атмосферному электричеству. – СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2023. – С. 488-496.
7. Куповых Г.В., Белоусова О.В., Клово А.Г. Приближенные аналитические решения уравнений электродного эффекта в атмосфере // Сб. докладов XXVIII Всероссийской открытой научной конференции (Йошкар-Ола, 16–19 мая 2023 года). Электронное издание. – Йошкар-Ола: Поволжский государственный технологический университет, 2023. – С. 544-548.
8. Белоусова О.В., Тимошенко Д.В., Куповых Г.В. Математическое моделирование электрической структуры турбулентно-конвективного приземного слоя // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2023. – № 3 (51). – С. 12-19.
9. Hoppel W.A. Theory of the electrode effect // Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics. – 1967. – Vol. 29, No. 6. – P. 709-721.
10. Crozier W.D. Atmospheric electrical profiles below three meters // Journal of Geophysical Research. – 1965. – Vol. 70. – P. 2785-2792.
11. Muhleisen R. Electrode effect measurements above the sea // Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics. – 1961. – Vol. 20. – P. 79-81.
12. Pluvinage P., Stahl P. La conductibilité électrique de l'air sur l'inlandsis Groenlandais // Annales de Géophysique. – 1953. – Vol. 9. – P. 34-43.
13. Ruhnke L.H. Electrical conductivity of air on the Greenland ice cap // Journal of Geophysical Research. – 1962. – Vol. 67. – P. 2767-2772.
14. Болдырев А.С., Редин А.А., Куповых Г.В., Морозов В.Н. Электродинамическая модель конвективно-неустойчивого атмосферного приземного слоя // Известия высших учебных заведений. Северо-Кавказский регион. Естественные науки. Спецвыпуск. Физика атмосферы. – 2010. – С. 23-28.
15. Hoppel W.A. Electrode effect: comparison of the theory and measurement // In: Planetary Electrodynamics, 2 / S.C. Coroniti and J. Hughes; ed. – Gordon and Breach Science Publishers, New York, 1969. – P. 167-181.
16. Willet J.C. An analysis of the electrode effect in the limit of strong turbulent mixing // Journal of Geophysical Research. – 1978. – Vol. 83. – P. 402-408.
17. Hoppel W.A., Gathman S.G. Experimental determination of the eddy diffusion coefficient over the open ocean from atmospheric electrical measurements // Journal of Physical Oceanography. – 1972. – Vol. 2. – P. 248-254.
18. Adkins C.J. The small ion concentration and space charge near the ground // Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society. – 1959. – Vol. 85. – P. 237-252.
19. Law J. The ionization of the atmosphere near the ground in fair weather // Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society. – 1963. – Vol. 89. – P. 107-121.
20. Higazi K.A., Chalmers J.A. Measurements of atmospheric electrical conductivity near the ground // Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics. – 1966. – Vol. 28. – P. 327-330.

REFERENCES

1. Shuleykin V.N., Shchukin G.G., Kupovykh G.V. Razvitie metodov i sredstv prikladnoy geofiziki - atmosferno-elektricheskiy monitoring geologicheskikh neodnorodnostey i zon geodinamicheskikh protsessov: monografiya [Development of methods and means of applied geophysics - atmospheric-electric monitoring of geological heterogeneities and zones of geodynamic processes: monograph]. Saint Petersburg: Izd-vo RGGMU, 2015, 206 p.
2. Kupovykh G.V., Timoshenko D.V., Klovo A.G., Kudrinskaya T.V. Vliyanie elektrodnoy effekta na sutochnye variatsii elektricheskogo polya atmosfery v prizemnom sloe [Influence of the electrode effect on daily variations of the atmospheric electric field in the surface layer], *Optika atmosfery i okeana* [Optics of the atmosphere and ocean], 2023, Vol. 36, No. 10, pp. 834-838.
3. Kupovykh G.V., Morozov V.N., Shvarts Ya.M. Teoriya elektrodnoy effekta v atmosfere [Theory of the electrode effect in the atmosphere], Taganrog: Izd-vo TRTU, 1998, 123 p.
4. Kupovykh G.V., Klovo A.G., Grivtsov V.V., Belousova O.V. Modelirovanie elektrodinamicheskoy struktury neturbulentnogo prizemnogo sloya [Modeling of the electrodynamic structure of a non-turbulent surface layer], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2022, No. 3 (227), pp. 234-243.

5. Belousova O.V., Kupovykh G.V., Klovo A.G., Grivtsov V.V. Rezultaty modelirovaniya elektrodinamicheskoy struktury turbulentnogo prizemnogo sloya [Results of modeling the electrodynamic structure of the turbulent surface layer], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2022, No. 4 (228), pp. 245-253.
6. Kupovykh G.V., Belousova O.V., Timoshenko D.V., Klovo A.G., Kudrinskaya T.V. Elektrodinamicheskaya model' turbulentno-konvektivnogo prizemnogo sloya: priblizhennye analiticheskie resheniya [Electrodynamic model of the turbulent-convective surface layer: approximate analytical solutions], *Mater. IX Vserossiyskoy nauchnoy konferentsii po atmosfernomu elektrichestvu* [Materials of the IX All-Russian Scientific Conference on Atmospheric Electricity]. Saint Petersburg: VKA im. A.F. Mozhayskogo, 2023, pp. 488-496.
7. Kupovykh G.V., Belousova O.V., Klovo A.G. Priblizhennye analiticheskie resheniya uravneniy elektrodnoogo efekta v atmosfere [Approximate analytical solutions of the equations of the electrode effect in the atmosphere], *Sb. dokladov XXVIII Vserossiyskoy otkrytoy nauchnoy konferentsii (Yoshkar-Ola, 16–19 maya 2023 goda)* [Collection of reports of the XXVIII All-Russian Open Scientific Conference (Yoshkar-Ola, May 16–19, 2023)]. Electronic edition. Yoshkar-Ola: Povolzhskiy gosudarstvennyy tekhnologicheskii universitet, 2023, pp. 544-548.
8. Belousova O.V., Timoshenko D.V., Kupovykh G.V. Matematicheskoe modelirovanie elektricheskoy struktury turbulentno-konvektivnogo prizemnogo sloya [Mathematical modeling of the electrical structure of the turbulent-convective surface layer], *Radiotekhnicheskie i telekommunikatsionnye sistemy* [Radio engineering and telecommunication systems], 2023, No. 3 (51), pp. 12-19.
9. Hoppel W.A. Theory of the electrode effect, *Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics*, 1967, Vol. 29, No. 6, pp. 709-721.
10. Crozier W.D. Atmospheric electrical profiles below three meters, *Journal of Geophysical Research*, 1965, Vol. 70, pp. 2785-2792.
11. Muhleisen R. Electrode effect measurements above the sea, *Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics*, 1961, Vol. 20, pp. 79-81.
12. Pluvinage P., Stahl P. La conductibilitie electrique de l'air sur l'inlandsis Groenlandais, *Annales de Géophysique*, 1953, Vol. 9, pp. 34-43.
13. Ruhnke L.H. Electrical conductivity of air on the Greenland ice cap, *Journal of Geophysical Research*, 1962, Vol. 67, pp. 2767-2772.
14. Boldyrev A.S., Redin A.A., Kupovykh G.V., Morozov V.N. Elektrodinamicheskaya model' konvektivno-neustoychivogo atmosfernogo prizemnogo sloya [Electrodynamic model of a convective-unstable atmospheric surface layer], *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Severo-Kavkazskiy region. Estestvennye nauki. Spetsvyпуск. Fizika atmosfery* [News of higher educational institutions. North Caucasus region. Natural Sciences. Special issue. Atmospheric physics], 2010, pp. 23-28.
15. Hoppel W.A. Electrode effect: comparison of the theory and measurement, In: *Planetary Electrodynamics*, 2, S.C. Coroniti and J. Hughes; ed. Gordon and Breach Science Publishers, New York, 1969, pp. 167-181.
16. Willet J.C. An analysis of the electrode effect in the limit of strong turbulent mixing, *Journal of Geophysical Research*, 1978, Vol. 83, pp. 402-408.
17. Hoppel W.A., Gathman S.G. Experimental determination of the eddy diffusion coefficient over the open ocean from atmospheric electrical measurements, *Journal of Physical Oceanography*, 1972, Vol. 2, pp. 248-254.
18. Adkins C.J. The small ion concentration and space charge near the ground, *Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society*, 1959, Vol. 85, pp. 237-252.
19. Law J. The ionization of the atmosphere near the ground in fair weather, *Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society*, 1963, Vol. 89, pp. 107-121.
20. Higazi K.A., Chalmers J.A. Measurements of atmospheric electrical conductivity near the ground, *Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics*, 1966, Vol. 28, pp. 327-330.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор В.В. Курейчик.

Белуцова Ольга Васильевна – Южный федеральный университет; email: obelousova@sfedu.ru, г. Таганрог, Россия; тел.: +78634371705; кафедра физико-математических основ инженерного образования; ассистент.

Belousova Olga Vasilyevna – Southern Federal University; e-mail: obelousova@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634371705; Department of Engineering Education Physical and Mathematical foundations; assistant.

С.И. Клевцов

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА НОРМИРОВАННОГО РАЗМАХА ДЛЯ ОЦЕНКИ ИДЕНТИЧНОСТИ ЦИКЛОВ ИСПЫТАНИЙ

Точность измерений микропроцессорного датчика физических величин в значительной степени определяется его характеристикой преобразования, которая строится на основе данных, полученных при проведении градуировочных испытаний. Качество характеристики преобразования датчика, от которого зависит точность измерений, в значительной степени определяется точностью аппроксимации характеристики преобразования датчика. Градуировочные испытания датчика проводятся по методике испытаний. В процессе проведения испытаний предпринимаются особые меры для исключения влияния отдельных циклов испытаний друг на друга. Поэтому небольшие отклонения от схемы проведения могут привести к снижению качества характеристики преобразования и снижению метрологических характеристик датчика. Важно, чтобы результаты нескольких циклов испытаний при неизменных параметрах среды были независимыми друг от друга. В статье представлен способ определения качества результатов градуировочных испытаний микропроцессорного датчика давления. Метод позволяет оценить влияние предыдущих циклов испытаний на последующие при нарушении условий их проведения. Анализу подвергается искусственный временной ряд, сформированный с использованием данных испытаний. Для построения была реализована специализированная процедура соединения отдельных циклов в единую структуру, аналогичную временному ряду. Для каждого фиксированного значения температуры был построен отдельный временной ряд. Поскольку полученный временной ряд представляет собой линейную функцию, его показатель Херста должен быть близким к единице. В этом случае ряд является трендоустойчивым, а отдельные циклы испытаний независимы и формируют единый линейный тренд с незначительными отклонениями от него. Если в процессе испытаний были нарушены существенные условия их проведения, например, условия перехода от одного температурного режима к другому, то на результаты текущего цикла испытаний будут влиять температурные условия предыдущего цикла. Для определения таких нарушений предложена процедура сравнения показателя Херста временного ряда, в котором присутствуют данные недостоверного цикла испытаний, с диапазоном допустимых значений. Если показатель Херста соответствует установленным ограничениям, то результаты испытаний можно использовать для построения качественной градуировочной характеристики. В противном случае на результаты анализируемого цикла повлияли условия предыдущего цикла испытаний и рекомендуется провести повторные циклы испытаний.

Характеристика преобразования; показатель Херста; датчик; давление; испытание; временной ряд.

S.I. Klevtsov

USING THE NORMALIZED RANGE METHOD TO ASSESS THE IDENTITY OF TEST CYCLES

The measurement accuracy of a microprocessor-based physical measurement sensor is measured to the extent determined by its conversion characteristic, which is constructed from data obtained from various calibration tests. Characteristics of the sensor converter, on which the measurement accuracy depends, within a certain degree of approximation of the characteristics of the sensor converter. Sensor calibration tests are carried out in accordance with the test procedure. In the process of fulfilling obligations, errors arise due to exceptions of individual loops made on each other. Therefore, small deviations from the conduction scheme can lead to a decrease in the quality of the conversion characteristics and a decrease in the metrological characteristics of the sensor. It is important that the results of several test cycles under constant environmental conditions are independent of each other. The article presents a method for determining

the quality of the results of calibration tests of a microprocessor pressure sensor. The method allows you to evaluate previous test cycles for violation of the conditions of their conduct. An artificial time series constructed using test data is analyzed. For construction, a specialized procedure was implemented for connecting individual cycles into a single structure, similar to a time series. A separate time series was constructed for each constant temperature value. Since the resulting time series is a linear function, its Hurst exponent should be close to one. In this case, the series is trend-resistant, and experimental cycles check independence and calculate a single linear trend with minor deviations from it. If during the test any conditions for their conduct were violated, for example, the conditions for transition from one temperature regime to a procedure, then based on the results of the current test regime, the temperature conditions of the cycle regime will be observed. To determine such scales, a procedure is proposed for comparing the Hurst exponent of a time series, which presents data from an unreliable test cycle, with a range of acceptable results. If the Hurst exponent meets the established limits, the test results can be used to construct a high-quality calibration characteristic. Otherwise, the results of the analyzed cycle describe the test cycle conditions and recommend repeated test cycles.

Conversion characteristic; Hurst exponent; pressure sensor; test; time series.

Введение. Система контроля работоспособности технического объекта базируется на обработке данных о его параметрах, поступающих с датчиков физических величин, таких как датчики давления. Оценивается стабильность значений и динамика их изменений. На объект воздействуют различные дестабилизирующие факторы, такие как температура, влажность, электромагнитные поля и другие. Это приводит к изменению характера работоспособности объекта вплоть до возможности возникновения нештатных и аварийных ситуаций. В этих условиях важное значение приобретает точная оценка этих изменений с помощью датчиков. В настоящее время наиболее востребованными в системах контроля и мониторинга являются микропроцессорные датчики, в которых для обработки физических сигналов, в том числе давления, используется микроконтроллер [1, 2].

Точность измерений микропроцессорного датчика физических величин в значительной степени определяется его характеристикой преобразования, которая строится на основе данных, полученных при проведении градуировочных испытаний [3, 4].

Качество характеристики преобразования датчика, от которого зависит точность измерений, в значительной степени определяется точностью аппроксимации характеристики преобразования датчика. Для представления реальной характеристики преобразования микропроцессорного датчика давления формируется ее математическая модель. Модель должна в максимальной степени повторять поведение реальной характеристики преобразования с учетом влияния на датчик различных факторов, в условиях воздействия которых находится контролируемый технический объект [3, 5, 6].

Градуировочные испытания датчика проводятся по методике испытаний. В процессе проведения испытаний предпринимаются особые меры для исключения влияния отдельных циклов испытаний друг на друга. Поэтому небольшие отклонения от схемы проведения могут привести к снижению качества характеристики преобразования. Это, в свою очередь, приводит к снижению метрологических характеристик датчика. В частности, фиксируется повышение погрешности измерений. Кроме того, сама схема проведения испытаний может содержать погрешности, которые в дальнейшем могут привести к недопустимым искажениям характеристики преобразования. Все указанные факторы, к сожалению, сложно обнаружить. Но их влияние на точность построения характеристики преобразования существенно. Важно, чтобы результаты нескольких циклов испытаний при неизменных параметрах среды были независимыми друг от друга.

Также может показаться, что неточности, зафиксированные при испытаниях, могут быть связаны с несовершенством первичного преобразователя, электрической схемы, программного обеспечения, ограничениями элементной базы и т.д. [3, 6]. При градуировочных испытаниях датчик подвергается воздействию не только основного измеряемого фактора, но и фактора внешней среды, который в наибольшей степени влияет на его метрологические характеристики. Для датчика давления это температура окружающей среды. При заданных значениях температуры отдельные циклы испытаний датчика должны быть идентичны. Поскольку важно, чтобы результаты нескольких циклов испытаний при неизменных параметрах среды были независимыми друг от друга, их идентичность означает, что циклы независимы. Задача заключается в оценке степени независимости циклов испытаний, что достаточно сложно реализовать без специальных процедур анализа данных. Если циклы испытаний не являются независимыми, то построенная характеристика преобразований датчика будет содержать недопустимые погрешности, которые в итоге приведут к большой погрешности измерений. В системе мониторинга технического объекта датчики играют роль источников данных, на которых базируется управление. Завышенные погрешности измерений могут повлиять на управляемость объекта и привести к недопустимым нарушениям его работоспособности. [1, 5].

Постановка задачи. Характеристика преобразования микропроцессорного датчика давления, которая строится на основе данных испытаний, используется для измерения давления на объекте с учетом влияния основного воздействующего фактора, которым для данных датчиков является температура окружающей среды. Характеристика преобразования, реализованная в микроконтроллере датчика, представляет собой математическую модель, аппроксимирующую реальную функцию преобразования [3, 4]. Она позволяет провести вычисления давления с учетом влияния температуры на основе поступающих электрических сигналов с канала давления и канала температуры датчика [3, 4]. Таким образом, зная значения сигналов на измерительных каналах, можно вычислить давление. Если представить модель в трехмерной системе координат $P \times U_p \times U_t$, где P – давление, U_p – электрический сигнал с канала давления датчика, а U_t – электрический сигнал с канала температуры, то форма модели характеристики преобразования представляет поверхность, характеризующуюся небольшой нелинейностью как по оси U_p , так и по оси U_t , причем нелинейность по оси U_t более существенная [3].

Процесс проведения градуировочных испытаний осуществляется в несколько этапов [3, 6]. Датчик давления помещают в климатическую камеру. В камере устанавливают заданную температуру окружающей среды. Перед измерениями датчик находится в климатической камере заданное по методике время. По окончании этого периода снимается значение сигнала с канала давления температуры. Затем на датчик подается давление, равное нижней точки диапазона измерения. После подачи давления снимается электрический сигнал с канала давления. Давление изменяется от нижней точки диапазона изменения давления к верхней и в обратном направлении через равные интервалы, указанные в методике испытаний. Выполняется несколько циклов испытаний. Далее меняется температура и снова повторяется указанная выше процедура измерений. Как правило, температура изменяется от нижней границы диапазона изменений до верхней границы с установленным в методике шагом.

В результате испытаний имеется массив экспериментальных точек вида:

$$(P_{in}, U_{kin}, T_k), i = 1 \dots I, n = 1 \dots N, k = 1 \dots K,$$

где P_{in} – величина давления, T_k – электрический сигнал с канала температуры, U_{kin} – электрический сигнал с канала давления, полученный при установленных значениях давления P_{in} и температуры T_k в n -ом цикле испытаний, I – количество

устанавливаемых значений давления в одном цикле испытаний в диапазоне его изменения, K – количество температурных точек, при которых проводятся испытания, N – количество циклов испытаний при фиксированной температуре.

Нас интересуют циклы испытаний, полученные при фиксированной температуре T_m , $m \in [1, K]$, поскольку необходимо проверить независимость этих циклов друг от друга.

Из массива точек (P_{in}, U_{kin}, T_k) выделим подмассив точек при $k = m$. Он включает в себя результаты нескольких циклов испытаний:

$$\{(P_{11}, U_{m11}, T_m), \dots, (P_{I1}, U_{mI1}, T_m), \dots, (P_{IN}, U_{mIN}, T_m)\}, \quad (1)$$

где $i = 1 \dots I, n = 1 \dots N, k = m$.

При этом $\{(P_{11}, U_{m11}, T_m), \dots, (P_{I1}, U_{mI1}, T_m)\}$ - результаты отдельного, в данном случае первого по номеру, цикла испытаний;

$$i = 1 \dots I, k = m, n = 1.$$

Значения давления P в рамках каждого цикла испытаний возрастают от минимума P_{\min} ($P_{In} = P_{\min}$) до максимального значения P_{\max} ($P_{In} = P_{\max}$) и обратно.

Проверка независимости циклов испытаний заключается в том, чтобы определить, есть ли влияние предыдущих циклов испытаний на результаты последующих циклов. Кроме того, важно определить степень этого влияния, при фиксации его наличия и можно ли этим влиянием пренебречь для данного вида датчика.

Если будет определено, что результаты предыдущих циклов испытаний влияют на последующие, то циклы испытаний не являются независимыми. Построенная на таких данных характеристика преобразования будет иметь недостатки, которые отразятся на точности преобразования при вычислении давления. Как следствие, заявленные метрологические характеристика датчика не будут достигнуты и погрешность измерений будет выше заданной величины.

Метод решения задачи. Имеющиеся данные результатов испытаний не являются в полной мере временным рядом [7]. Поэтому для оценки качества результатов испытаний с помощью метода нормированного размаха нужно провести предварительную обработку данных.

Исходные данные представляют собой значения выходного электрического сигнала, снимаемого с канала давления датчика. Изменение давления на входе датчика осуществляется от нижнего значения к верхнему и обратно. Шаг изменения постоянный. Выполняется несколько циклов измерений при зафиксированной температуре окружающей среды.

Используя результаты градуировочных испытаний (1) можно для каждого значения температуры T_k построить зависимость вида $U_k = f(P_k)$. График зависимости для одного цикла испытаний с высокой точностью аппроксимируется линейной функцией [7].

Циклы испытаний многократно повторяются. Задача заключается в определении степени идентичности циклов испытаний, которые проведены при одной и той же температуре окружающей среды. Из отдельных циклов испытаний можно построить искусственный временной ряд, причем двумя различными способами.

Для оценки идентичности циклов испытаний необходимо провести анализ временного ряда [8, 9]. Предлагается для анализа использовать метод нормированного размаха или R/S-анализ, в основе которого лежит вычисление показателя Херста [10–13]. R/S-анализ является непараметрической статистикой, следовательно, не содержит требований к форме распределения, которое лежит в основе процесса [11, 12, 14]. На основе R/S-анализа можно провести классификацию ряда и, исходя из классификации, определить степень идентичности циклов испытаний.

Если вычисленный при реализации метода нормированного размаха показателя Херста $H > 0,5$, то временной ряд классифицируется как персистентный. Он обладает долговременной памятью и трендоустойчив. Если $H < 0,5$, то временной ряд является антиперсистентным и обладает выраженными фрактальными свойствами [11, 14].

Для нормированного размаха Хёрстом было определено экспериментальное соотношение, которое характерно для многих временных рядов [10, 12, 13, 15, 16, 17–21]. Это соотношение связывает между собой несколько параметров ряда [10, 13, 17, 18]:

$$R/S = (a \cdot \tau)^H, \quad (2)$$

где a – константа, обычно принимается равной 0.5 [10, 16, 17],

τ – текущее значение длины выборки,

H – показатель Хёрста,

R/S – нормированный размах.

В рамках выборки длины τ величина размаха R равна разности между максимальным и минимальным накопленными отклонениями:

$$R(\tau) = \max X(t, \tau) - \min X(t, \tau), \quad t = 1 \dots \tau,$$

где $\tau = 3 \dots L$; L – длина всей выборки.

Накопленное отклонение $X(t, \tau)$ значений величины $x(i)$ от ее среднего значения $\bar{x}(\tau)$ за время t равно:

$$X(t, \tau) = \sum_{i=1}^t (x(i) - \bar{x}(\tau)), \text{ где } \bar{x}(\tau) = \frac{1}{\tau} \cdot \sum_{i=1}^{\tau} x(i).$$

Стандартное отклонение данных $S(\tau)$ определено как:

$$S(\tau) = \sqrt{\frac{1}{\tau} \cdot \sum_{i=1}^{\tau} (x(i) - \bar{x}(\tau))^2}.$$

Из соотношения (2) следует:

$$\log(R/S) = H \cdot \log(a \cdot \tau), \quad (3)$$

На основе соотношения (3) достаточно просто вычислить значение показателя Херста H . Для этого необходимо построить график зависимости значения $\log(R/S)$ от $\log(a \cdot \tau)$, аппроксимировать полученную кривую прямой линией с помощью метода наименьших квадратов и определить оценку показателя Хёрста H , который равен углу наклона полученной прямой [10, 12, 16, 17].

Определение значения показателя Херста позволит оценить степень повторяемости структуры временного ряда, построенного из циклов испытаний датчика, и сделать вывод о корректности результатов градуировочных испытаний.

Методика подготовки исходных данных. Для анализа качества проведенных испытаний можно использовать искусственный временной ряд.

Способ построения ряда связан со стыковкой отдельных циклов испытаний, определенных соотношением (1) так, чтобы полученный график представлял собой прямую линию, как показано на рис. 1.

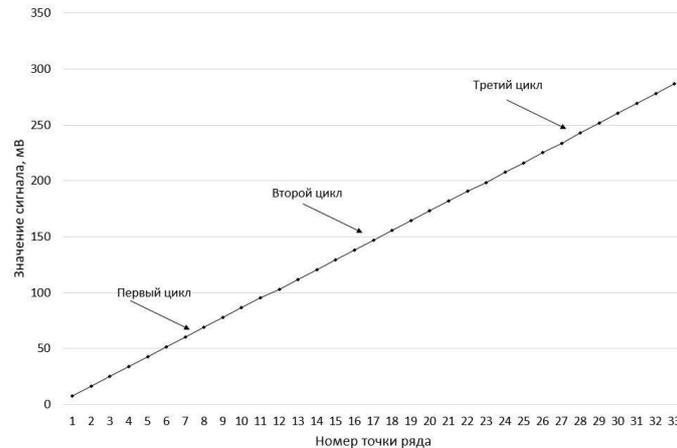


Рис. 1. Искусственный временной ряд, построенный на основе результатов нескольких циклов испытаний датчика давления (первый вариант построения)

Полученный искусственный временной ряд образован состыкованными последовательно отдельными массивами точек циклов испытаний в порядке реализации этих циклов. Номера точек временного ряда по порядку расположены на оси абсцисс. На оси ординат размещены значения выходного сигнала с канала давления для текущего цикла испытаний размещены на оси ординат. Следует отметить, что значение начальной точки текущего цикла отсчитывалось от максимального значения предыдущего цикла испытаний. Полученный таким образом временной ряд аппроксимируется линейным уравнением регрессии.

Каждому циклу испытаний соответствует отдельная часть временного ряда. Если эти составляющие будут идентичными с некоторой допустимой погрешностью, то можно говорить о независимости испытаний друг от друга. Также в этом случае можно говорить о высокой воспроизводимости результатов, что позволяет построить достаточно точную характеристику преобразования датчика с учетом влияния внешних факторов, в данном случае, температуры. В ином случае циклы испытаний не являются независимыми. В результате построенная модель характеристики преобразования не будет удовлетворять требованиям по точности.

Значение показателя Херста H для данного ряда позволит оценить качество проведенных испытаний. В целом, если показатель Херста находится в диапазоне от $0,5$ до 1 , то о ряде можно сказать, что он является персистентным и трендоустойчивым. Это означает, что возрастание ряда на начальном этапе будет продолжена на последующих этапах и наоборот [13, 16]. Чем ближе показатель Херста к 1 для рассматриваемого временного ряда, тем более выражен эффект трендоустойчивости и тем более одинаково ведут себя составляющие ряд циклы испытаний, что характеризует высокую независимость циклов испытаний друг от друга. Чем ближе H к $0,5$, тем более зашумленный и менее выраженный тренд получается на выходе.

При обработке данных временного ряда получим достаточно высокий показатель Херста, близкий к 1 . Чем ближе к верхней границе диапазона $[0, 1]$ будет находиться значение показателя Херста, тем выше степень идентичности и независимости циклов испытаний. Внешние и внутренние факторы, влияющие на датчик, приводят к погрешностям измерений. Поэтому даже при правильно проведенных испытаниях циклы испытаний не будут совсем идентичны. Кроме того, к характеристике преобразования, реализуемой в микроконтроллере датчика, предъявляют-

ся требования по точности аппроксимации реальной характеристики, которая задана массивом точек (P_{in}, U_{kin}, T_k) . Учитывая эти обстоятельства, можно определить допустимую зону изменения показателя Херста. Если значение показателя Херста находится в этой зоне, то можно говорить о идентичности циклов испытаний с учетом заданных ограничений по точности, успешности градуировочных испытаний датчика и возможности построения характеристики преобразования, соответствующей требованиям.

Выход показателя Херста за пределы зоны будет характеризовать процесс испытаний как неудовлетворительный. В этом случае целесообразно повторное проведение экспериментов. Для оценки качества испытаний предлагается определить диапазон изменения показателя H с использованием модели характеристики преобразования датчика.

Модель характеристики преобразования) может быть представлена в виде соотношений [4]:

$$P = \sum_{i=0}^2 \alpha_i^{(T)} \cdot U_P^i \quad (4)$$

$$\alpha_i^{(T)} = \sum_{k=0}^2 \gamma_{ik} \cdot U_T^k \quad (5)$$

где $\alpha_i^{(T)}$ и γ_{ik} – коэффициенты аппроксимации;

U_P и U_T – значения сигналов, снимаемых с каналов давления и температуры датчика.

В выражениях (4) и (5) коэффициенты аппроксимации $\alpha_i^{(T)}$ зависят только от температуры T , а γ_{ik} – не зависят от температуры и являются постоянными величинами для всей области определения сигналов, поступающих с каналов давления и температуры.

Искажения в поведении циклов испытаний в основном связаны с нарушениями при смене температурного режима.

При нарушении температурного режима давление вычисляется следующим образом:

$$P = \alpha_0^{(T_{np})} + \alpha_1^{(T_{np})} \cdot U_P(T_{np}) + \alpha_2^{(T_{np})} \cdot U_P^2(T_{np}), T_n \neq T_{np}, \quad (6)$$

где T_{np} – температура, при которой в действительности проводились испытания (отличная от заданной в методике испытаний).

Если же нарушений не было, то

$$P = \alpha_0^{(T_n)} + \alpha_1^{(T_n)} \cdot U_P(T_n) + \alpha_2^{(T_n)} \cdot U_P^2(T_n),$$

где T_n – температура, при которой должны проводиться испытания.

Для цикла испытаний при нарушении температурного режима значения сигналов U_P с канала давления можно определить согласно выражению (6), где коэффициенты $\alpha_i^{(T)}$ вычисляются согласно (5).

Точность аппроксимации характеристики преобразования задается техническими требованиями. На основании этих требований можно, используя соотношения (4) и (5), эту информацию можно определить диапазон возможных изменений сигнала с канала давления датчика при конкретном значении температуры. На основе полученных данных определяется верхнее и нижнее значения показателя Херста, которые соответствуют временному ряду значений сигнала для нижнего и верхнего значений диапазона изменения сигнала датчика. Допустимая зона изменения показателя Херста для конкретного значения температуры может использоваться для оценки результатов испытаний.

Диапазон допустимых значений H для конкретного значения температуры также может быть определен на основе эталонных испытаний.

Таким образом, если показатель Херста не выходит за диапазон допустимых значений, то испытания проведены успешно. В противном случае ряд циклов испытаний при заданной температуре необходимо провести повторно.

Анализ результатов испытаний с использованием метода нормированного размаха. Анализ с использованием метода нормированного размаха базировался на результатах испытаний тензорезисторного датчика разности давлений, который предназначен для измерения разности давлений от 0 до 0,6 Мпа. Температура изменялась от -40°C до $+80^{\circ}\text{C}$. Шаг изменения температуры равен 20°C .

В результате проведенного моделирования получены зависимости $\log(R/S)$ от $\log(a \cdot \tau)$ для всех значений температуры окружающей среды. Если аппроксимировать эту зависимость линейной функцией вида $y = a \cdot x + b$, то коэффициент a эквивалентен показателю Херста H .

Результаты моделирования (рис. 2) показывают, что при возрастании температуры показатель Херста также увеличивается. Эта зависимость нелинейная, что объясняется нелинейной зависимостью показаний датчика от температуры. Модель характеристики преобразования датчика представляет собой поверхность в трехмерном пространстве $P \times U_p \times U_T$ [3, 6].

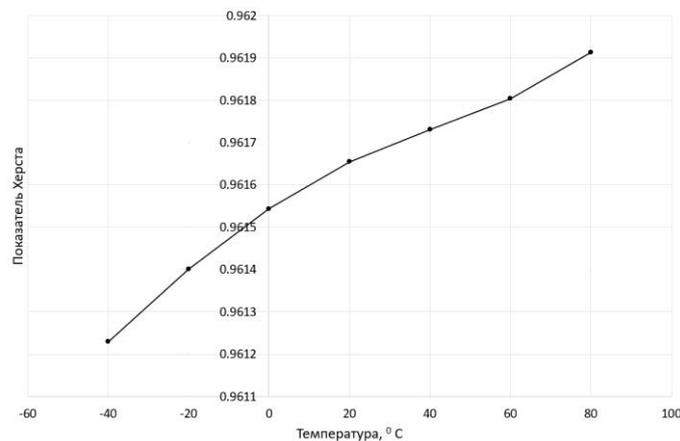


Рис. 2. Изменение показателя Херста в зависимости от температуры

Если рассматривать поведение показателя Херста в зависимости от объема выборки, то с увеличением выборки показатель сначала быстро растет. Далее его рост уменьшается и при достаточном количестве точек ряда в выборке график зависимости показателя от количества точек временного ряда выходит на плато. На рис. 3 представлена зависимость показателя Херста при температуре $T = -40^{\circ}\text{C}$.

Величина показателя Херста составляет 0.9612299, что близко к 1 и означает высокую трендоустойчивость ряда.

Пусть точность аппроксимации характеристики преобразования датчика составляет 0,5%. На основе представленной выше методике может быть определен диапазон допустимых значений H для конкретного значения температуры. Тогда, например, для температуры $T = -40^{\circ}\text{C}$ для данного типа датчика диапазон допустимых значений H равен:

$$0,9610175 < H < 0,9614104. \quad (7)$$

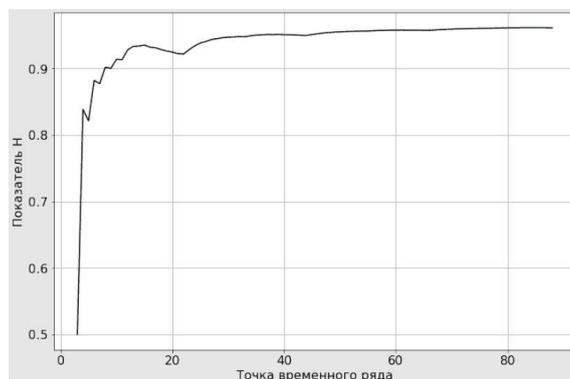


Рис. 3. Изменение показателя Херста от количества точек временного ряда градуировочных испытаний датчика при температуре $T = -40^{\circ}\text{C}$

Изменение формы цикла испытаний при нарушениях методики проведения испытаний приводит к изменению значения показателя Херста. Предположим, что показатель находится в допустимом диапазоне значений (7). Следовательно, влияние нарушений методики незначительно и не повлияет существенным образом на качество испытаний. Для оценки чувствительности показателя Херста к изменению формы цикла испытаний можно использовать воспроизводимость [22]:

$$\delta_r = \frac{\Delta m}{FS} \cdot 100\%,$$

где Δm – максимальная разница выходных значений сигнала с датчика, полученных в двух циклах испытаний, FS – диапазон выходного сигнала датчика.

В случае влияния температуры предыдущего цикла на выходной сигнал датчика значение Δm увеличивается. Это увеличение заметно на начальном участке цикла. Компьютерное моделирование показывает, что показатель Херста не соответствует ограничениям (7) при увеличении разброса сигнала на начальном участке цикла $\delta_r > 2,1\%$, что соответствует $\Delta m > 2,15$ мВ. Результаты приведены на рис. 4.

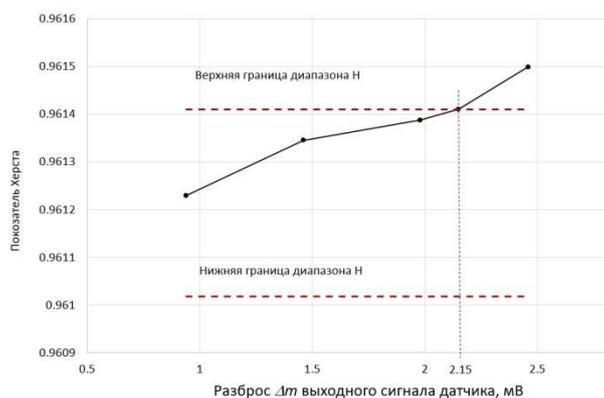


Рис. 4. Изменение показателя Херста от разброса Δm выходного сигнала при $T = -40^{\circ}\text{C}$

При увеличении значения Δm показатель Херста увеличивается, приближаясь к значению, соответствующему другой температуре окружающей среды.

Заключение. Представлен способ определения качества результатов градуировочных испытаний микропроцессорного датчика давления, влияющих на точность аппроксимации его характеристики преобразования и погрешность измерений. Метод позволяет оценить влияние предыдущих циклов испытаний на последующие при нарушении условий их проведения. Если такое влияние обнаружено, то можно говорить о взаимной зависимости циклов испытаний и, возможно, о недостоверности полученных данных. Построенная на недостоверных данных характеристика преобразования датчика будет значительно отличаться от реальной, что негативно повлияет на метрологические характеристики датчика.

В основе способа, представленного в работе, лежит метод нормированного размаха. Анализ подвергается искусственный временной ряд, сформированный с использованием данных испытаний. Для построения была реализована специализированная процедура соединения отдельных циклов в единую структуру, аналогичную временному ряду. Для каждого фиксированного значения температуры был построен отдельный временной ряд. Поскольку полученный временной ряд представляет собой линейную функцию, его показатель Херста должен быть близким к единице. В этом случае ряд является персистентным и трендоустойчивым, то есть отдельные циклы испытаний формируют единый линейный тренд с незначительными отклонениями от него. Результаты испытаний в этом случае можно использовать для построения качественной градуировочной характеристики.

В процессе испытаний могут быть нарушены существенные условия их проведения. Наиболее критично в этом плане нарушение условий перехода от одного температурного режима к другому. В этом случае на результаты текущего цикла испытаний будут влиять температурные условия предыдущего цикла. Для определения таких нарушений необходимо сравнить показатель Херста временного ряда, в котором присутствуют данные предполагаемого плохого цикла испытаний, с диапазоном допустимых значений. Этот диапазон формируется на основе обработки результатов эталонных циклов испытаний. Если показатель Херста не соответствует ограничениям, то на результаты анализируемого цикла повлияли условия предыдущего цикла испытаний и рекомендуется провести повторные циклы испытаний.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Klevtsov S.I.* Identification of the State of Technical Objects Based on Analyzing a Limited Set of Parameters // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2016 - Proceedings. – 2016. – P. 749-752.
2. *Lihua Sun, Yingjun Guo, Haichao Ran.* A New Method of Early Real-Time Fault Diagnosis for Technical Process // Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference. Wuhan, China, 2010. – P. 4912-4915.
3. *Клевцов С.И.* Мульти сегментная пространственная аппроксимация градуировочной характеристики микропроцессорного датчика // Метрология. – 2011. – Вып. 7. – С. 26-36.
4. *Шапонич Д., Жигич А.* Коррекция пьезорезистивного датчика давления с использованием микроконтроллера // Приборы и техника эксперимента. – 2001. – № 1. – С. 54-60.
5. *Bluemm C., Weiss R., Weigel R. and Brenk D.* Correcting nonlinearity and temperature influence of sensors through B-spline modeling // 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings. Bari, Italy, 2010. – P: 3356-3361. – <https://ieeexplore.ieee.org/document/5637991>.
6. *Klevtsov S.I., Udod Y.V.* Model of the Spatial Conversion Characteristics for Graduation of the Microprocessor-Based Sensor's with Indemnification of Influence Destabilizing Factors // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. Russia, Omsk, 2015. – <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=7,147,097>.
7. *Klevtsov Sergei.* Using the Method of Normalized Amplitude for Assessing the Quality of the Calibration Tests of the Pressure Sensor // 2019 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT). Yekaterinburg, Russia, 2019. – P. 197-199.

8. Сидоров С.Г., Никологорская А.В. Анализ временных рядов как метод построения прогноза потребления электроэнергии // Вестник ИГЭУ. – 2010. – Вып. 3. – С. 1-3.
9. Matuszewski J. Application of clustering methods for recognition of technical objects // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET), 2010 International Conference. – 2010. – P. 39-40.
10. Hurst H.E. Long-term storage of reservoirs: an experimental study // Transactions of the American Society of Civil Engineers. – 1951. – Vol. 116. – P. 770-799.
11. Федер Е. Фракталы: пер. с англ. – М.: Мир, 1991. – 254 с.
12. Мельникова Ю.В. Предпрогнозный анализ временных рядов методами непараметрической статистики Херста // Аграрный научный журнал. – 2014. – № 10. – С. 73-76.
13. Кроновер Р.М. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. – М.: Постмаркет, 2000.
14. Jerzy Wawszczak. Methods for estimating the Hurst exponent. The analysis of its value for fracture surface research // Materials Science-Poland. – 2005. – Vol. 23, No. 2. – P. 585-591.
15. Cousins N.P., Loginov V.M. The use of the normalized scope method in the analysis of speech pathologies of neurological genesis // Computer research and modeling. – 2014. – Vol. 6, No. 5. – P. 775-791.
16. Кириченко Л., Чалая Л. Комплексный подход к исследованию фрактальных временных рядов // International Journal "Information Technologies & Knowledge". – 2014. – Vol. 8, No. 1. – P. 22-28.
17. Антипов О.И., Неганов В.А. Применение метода нормированного размаха Хёрста к анализу стохастических временных рядов в импульсных стабилизаторах напряжения // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2009. – Т. 12, № 3. – С. 78-85.
18. Кузнецов Н.П., Логинов В.М. Использование метода нормированного размаха при анализе речевых патологий неврологического генеза // Компьютерные исследования и моделирование. – 2014. – Т. 6, № 5. – С. 775-791.
19. Cervantes-De la Torre F., Gonz'alez-Trejo J.I., Real-Ramirez C.A., Hoyos-Reyes L.F. Fractal dimension algorithms and their application to time series associated with natural phenomena // Journal of Physics: Conference Series. – 2013. – No. 475. – P. 1-10.
20. Basingthwaight James B., Raymond Gary M. Evaluation of the Dispersional Analysis Method for Fractal Time Series // Ann Biomed Eng. – 1995. – Vol. 23 (4). – P. 491-505.
21. Ceballos Roel F., Largo Fe F. On the Estimation of the Hurst Exponent Using Adjusted Rescaled Range Analysis, Detrended Fluctuation Analysis and Variance Time Plot: A Case of Exponential Distribution // Imperial Journal of Interdisciplinary Research (IJIR). – 2017. – Vol. 3, Issue 8. – P. 424-434.
22. Фрайден Дж. Современные датчики. Справочник. – М.: Техносфера, 2006. – 592 с.

REFERENCES

1. Klevtsov S.I. Identification of the State of Technical Objects Based on Analyzing a Limited Set of Parameters, 2016 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2016 – Proceedings, 2016, pp. 749-752.
2. Lihua Sun, Yingjun Guo, Haichao Ran. A New Method of Early Real-Time Fault Diagnosis for Technical Process, Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference. Wuhan, China, 2010, pp. 4912-4915.
3. Klevtsov S.I. Multisegmentnaya prostranstvennaya approksimatsiya graduirovocnoy kharakteristiki mikroprotsessornogo datchika [Multisegment spatial approximation of the calibration characteristic of a microprocessor sensor], Metrologiya [Metrology], 2011, Issue 7, pp. 26-36.
4. Shaponich D., Zhigich A. Korrektsiya p'ezorezistivnogo datchika davleniya s ispol'zovaniem mikrokontrollera [Correction of a piezoresistive pressure sensor using a microcontroller], Pribory i tekhnika eksperimenta [Instruments and experimental techniques], 2001, No. 1, pp. 54-60.
5. Bluemm C., Weiss R., Weigel R. and Brenk D. Correcting nonlinearity and temperature influence of sensors through B-spline modeling, 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings. Bari, Italy, 2010, pp: 3356-3361. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5637991>.
6. Klevtsov S.I., Udod Y.V. Model of the Spatial Conversion Characteristics for Graduation of the Microprocessor-Based Sensor's with Indemnification of Influence Destabilizing Factors, 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. Russia, Omsk, 2015. Available at: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=7,147,097>.

7. *Klevtsov Sergei*. Using the Method of Normalized Amplitude for Assessing the Quality of the Calibration Tests of the Pressure Sensor, *2019 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT)*. Yekaterinburg, Russia, 2019, pp. 197-199.
8. *Sidorov S.G., Nikolgorokskaya A.V.* Analiz vremennykh ryadov kak metod postroeniya prognoza potrebleniya elektroenergii [Time series analysis as a method for constructing a forecast of electricity consumption], *Vestnik IGEU* [Bulletin of the Institute of Power Engineering], 2010, Issue 3, pp. 1-3.
9. *Matuszewski J.* Application of clustering methods for recognition of technical objects, *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET)*, 2010 International Conference, 2010, pp. 39-40.
10. *Hurst H.E.* Long-term storage of reservoirs: an experimental study, *Transactions of the American Society of Civil Engineers*, 1951, Vol. 116, pp. 770-799.
11. *Feder E.* Fraktaly [Fractals]: transl. from engl. Moscow: Mir, 1991, 254 p.
12. *Mel'nikova Yu.V.* Predprognoznnyy analiz vremennykh ryadov metodami neparametricheskoy statistiki Khersta [Pre-forecast analysis of time series using non-parametric Hurst statistics], *Agrarnyy nauchnyy zhurnal* [Agrarian scientific journal], 2014, No. 10, pp. 73-76.
13. *Kronover R.M.* Fraktaly i khaos v dinamicheskikh sistemakh. Osnovy teorii [Fractals and chaos in dynamic systems. Basics of the theory]. Moscow: Postmarket, 2000.
14. *Jerzy Wawszczak.* Methods for estimating the Hurst exponent. The analysis of its value for fracture surface research, *Materials Science-Poland*, 2005, Vol. 23, No. 2, pp. 585-591.
15. *Cousins N.P., Loginov V.M.* The use of the normalized scope method in the analysis of speech pathologies of neurological genesis, *Computer research and modeling*, 2014, Vol. 6, No. 5, pp. 775-791.
16. *Kirichenko L., Chalaya L.* Kompleksnyy podkhod k issledovaniyu fraktal'nykh vremennykh ryadov [An integrated approach to the study of fractal time series], *International Journal "Information Technologies & Knowledge"*, 2014, Vol. 8, No. 1, pp. 22-28.
17. *Antipov O.I., Neganov V.A.* Primenenie metoda normirovannogo razmakha Khersta k analizu stokhasticheskikh vremennykh ryadov v impul'snykh stabilizatorakh napryazheniya [Application of the normalized Hurst range method to the analysis of stochastic time series in pulsed voltage stabilizers], *Fizika volnovykh protsessov i radiotekhnicheskie sistemy* [Physics of wave processes and radio engineering systems], 2009, Vol. 12, No. 3, pp. 78-85.
18. *Kuzenkov N.P., Loginov V.M.* Ispol'zovanie metoda normirovannogo razmakha pri analize rechevykh patologiy nevrologicheskogo gena [Using the normalized range method in the analysis of speech pathologies of neurological origin], *Komp'yuternye issledovaniya i modelirovanie* [Computer research and modeling], 2014, Vol. 6, No. 5, pp. 775-791.
19. *Cervantes-De la Torre F., Gonz'alez-Trejo J.I., Real-Ramirez C.A., Hoyos-Reyes L.F.* Fractal dimension algorithms and their application to time series associated with natural phenomena, *Journal of Physics: Conference Series*, 2013, No. 475, pp. 1-10.
20. *Bassingthwaighte James B., Raymond Gary M.* Evaluation of the Dispersional Analysis Method for Fractal Time Series, *Ann Biomed Eng.*, 1995, Vol. 23 (4), pp. 491-505.
21. *Ceballos Roel F., Largo Fe F.* On the Estimation of the Hurst Exponent Using Adjusted Rescaled Range Analysis, Detrended Fluctuation Analysis and Variance Time Plot: A Case of Exponential Distribution, *Imperial Journal of Interdisciplinary Research (IJIR)*, 2017, Vol. 3, Issue 8, pp. 424-434.
22. *Frayden Dzh.* Sovremennye datchiki. Spravochnik [Modern sensors. Directory]. Moscow: Tekhnosfera, 2006, 592 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. Ю.А. Кравченко.

Клевцов Сергей Иванович – Южный федеральный университет; e-mail: siklevcov@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; к.т.н.; доцент.

Klevtsov Sergey Ivanovich – Southern Federal University; e-mail: siklevcov@sfedu.ru; Taganrog, Russia; cand. of eng. sc.; associate professor.

В.А. Костюков, М.Ю. Бутенко, В.Г. Гисцов, И.Д. Евдокимов

**ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ СТАНЦИЙ
ПОДЗАРЯДКИ ДЛЯ ЭНЕРГООБЕСПЕЧЕНИЯ ГРУППЫ БПЛА
МУЛЬТИКОПТЕРНОГО ТИПА***

В связи с ускоренным ростом объемов использования групп автономно функционирующих беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в различных средах решение проблемы оптимизации функционирования групп таких аппаратов по критерию минимума затрачиваемой энергии является актуальной научной задачей. В настоящей статье развивается новый подход обеспечения энергосбережения группы беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) за счет использования распределенной системы модулей подзарядки БПЛА, обеспечивающих необходимую универсальность в обслуживании разных типов аппаратов. Предполагается, что модули подзарядки установлены на подмножестве станций обслуживания, между которыми курсируют БПЛА мультикоптерного типа, выполняя миссию по развозу грузов. Необходимо определить такие число и непосредственно указанное подмножество станций обслуживания, снабженных такими модулями, которые бы доставляли оптимум некоторого функционала качества, характеризующего функционирование группы БПЛА. В статье предлагается в качестве такого функционала отношение числа БПЛА, успешно отработавших выданные им задания по развозу грузов, к числу станций с модулями подзарядки. Модель движения БПЛА между пунктами назначения предполагает учет не только крейсерского режима, но и маневрирования аппарата при взлете и посадке; также учитывается зависимость скорости расходования энергии от текущих кинематических величин аппарата. Предусмотрено падение аппарата в случае расходования им энергии ниже предельного порогового значения. Разработана упрощенная модель станции обслуживания с модулем подзарядки (МП), подразумевающим замену разряженных аккумуляторных батарей. Учтен режим ожидания БПЛА в очереди. Для исследования разработанных алгоритмов планирования движения и выбора оптимального распределения модулей подзарядки по станциям обслуживания создано и апробировано программное обеспечение на базе среды Unity. Гибкость последнего позволяет моделировать различные алгоритмы информационных взаимодействий элементов внутри группы БПЛА, группы МП, а также перекрестных взаимодействий между БПЛА и МП.

БПЛА; модуль подзарядки; энергетическая эффективность функционирования; критерий качества выполнения миссии; оптимизация; Unity.

V.A. Kostyukov, M.Y. Butenko, V.G. Gistsov, I.D. Evdokimov

**INVESTIGATION OF A DISTRIBUTED SYSTEM OF CHARGING STATIONS
FOR THE POWER SUPPLY OF A GROUP OF MULTICOPTER-TYPE UAVS**

Due to the accelerated growth in the use of groups of autonomously functioning unmanned aerial vehicles (UAVs) in various environments, solving the problem of optimizing the functioning of groups of such vehicles according to the criterion of the minimum energy consumed is an urgent scientific task. In this article, a new approach is being developed to ensure energy saving of a group of unmanned aerial vehicles (UAVs) by using a distributed system of UAV charging modules that provide the necessary versatility in servicing different types of vehicles. It is assumed that the charging modules are installed at a subset of service stations, between which multicopter-type UAVs ply, carrying out a cargo delivery mission. It is necessary to determine such a number and a

* Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-00337 «Разработка вероятностных методов оптимизации траекторий группы подвижных робототехнических комплексов в априори неопределенной среде», <https://rscf.ru/project/22-29-00337/> на базе АО «НКБ Робототехники и систем управления».

directly specified subset of service stations equipped with such modules that would deliver the optimum of some quality functional characterizing the functioning of a group of UAVs. The article suggests as such a functional the ratio of the number of UAVs that have successfully fulfilled the tasks assigned to them for the delivery of goods to the number of stations with charging modules. The model of UAV movement between destinations assumes taking into account not only the cruising mode, but also the maneuvering of the device during takeoff and landing; the dependence of the energy consumption rate on the current kinematic values of the device is also taken into account. It is envisaged that the device will fall if it consumes energy below the maximum threshold value. A simplified model of a service station with a charging module (CM) has been developed, implying the replacement of discharged batteries. The waiting mode of the UAV in the queue is taken into account. To study the developed algorithms for motion planning and choosing the optimal distribution of charging modules across service stations, software based on the Unity environment has been created and tested. The flexibility of the latter allows modeling various algorithms of information interactions of elements within a group of UAVs, a group of CM, as well as cross-interactions between UAVs and CM.

UAV; charging module; energy efficiency of functioning; mission quality criterion; optimization; Unity.

Введение. В связи с ростом объемов использования групп автономных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в различных природных и инфраструктурных условиях решение проблемы оптимизации функционирования таких групп по ряду критериев является актуальной научной задачей. Среди таких критериев одним из наиболее важных является стоимость обслуживания такой группы с учетом необходимости обеспечения периодической подзарядки каждого ее элемента. Очевидно, что направление развития в сторону автономности указанного обслуживания является востребованным для целого ряда практических приложений, особенно в тех случаях, когда число БПЛА группы значительно, а выполняемая ею миссия периодически повторяется на регулярной основе.

Одним из важных аспектов решения этой проблемы является разработка комплексной, распределенной системы подзарядки БПЛА. Эта система на нижнем уровне включает модули подзарядки, которые могут быть установлены на станции обслуживания БПЛА, а также устанавливаться независимо от этих станций. На верхнем уровне такой системой модулей подзарядки может управлять оператор. Для разработки технических характеристик таких модулей, а также для определения оптимальных их числа и пространственного распределения по области покрытия группой БПЛА необходимо учитывать характер выполняемой миссии, технические характеристики БПЛА группы, а также требование минимальности отношения «цена/ качество» для всей системы «группа БПЛА + станции обслуживания + модули подзарядки» в целом.

Разработка перспективной станции подзарядки (СП) должна быть увязана с выборами оптимальных способов и соответствующих конструкций устройств для приземления БПЛА данного типа, а также для его позиционирования в определенной области стыковочной площадки с заданной точностью для последующей подзарядки. Для повышения точности автоматического приземления БПЛА мультикоптерного типа на платформу последняя может быть снабжена специальными опознавательными знаками-маркерами. В этом случае БПЛА должен быть снабжен специальным программно-аппаратным обеспечением для ориентации по указанным маркерам в условиях разной видимости [1, 2].

Система ориентирования по маркерам может быть дополнена специальными углублениями на стыковочной площадке по числу опор аппарата [3, 4], куда последние соскальзывают; однако в этом случае возможны застревания стоек аппарата в областях этих углублений в случае их засорения или увеличения силы трения поверхности углублений о соприкасающиеся части стоек аппарата. Поэтому

более перспективным является, с нашей точки зрения, специальная реечная система доводки БПЛА до области подзарядки [5, 6]. Поскольку она подразумевает механическое воздействие на стойки аппарата и преодоление возможных противодействующих сил мощностью соответствующего привода.

В патенте [7] рассматриваются основные способы контактной подзарядки БПЛА и соответствующие облики СП, однако не проведено соответствующего сравнительного анализа. В патенте [8] рассматривается возможный способ замены разряженных аккумуляторных батарей, а в работах [9, 10] – способы подзарядки АКБ на борту с помощью специальных проводящих устройств. В работе [11] рассматривается возможная реализация системы бесконтактной подзарядки на основе микрополосковых структур.

Заметим, что в условиях большой по численности группы БПЛА и ограничений на время выполнения миссии подзарядка элементов группы должна занимать как можно меньшее время, что возможно в большинстве случаев только при выполнении энергии способом замены разряженных аккумуляторных батарей.

С другой стороны, решение указанной проблемы энергосбережения должно подразумевать уровень планирования и реализации взаимодействия в целом между группой БПЛА и группой СП, а также между элементами внутри каждой из этих групп, затрагивать вопросы оптимального, в том числе по энергетическому критерию, такого взаимодействия, учитывающего особенности реализуемой группой БПЛА миссии, ограничения каналов связи, а также, возможно, опыт такой реализации в прошлом [12].

Наконец, вопрос энергетического обеспечения самой СП должен решаться, исходя из природных условий функционирования СП, группы БПЛА, особенностей ее миссии, по сути – на основании степени доступности централизованного энергоснабжения. Если последнее применять дорого, неэффективно или невозможно, то целесообразно использовать ветроэнергетические установки (ВЭУ) совместно с солнечными панелями [12].

В работе [13] рассматривается диалоговая модель взаимодействия станции подзарядки с БПЛА группы, позволяющая обеспечить безопасную и надежную покупку БПЛА энергии у станции. В работе [14] решается задача максимизации времени функционирования каждого БПЛА группы на основе решения соответствующей задачи коммивояжера. В статье [15] рассматривается модель взаимодействия между БПЛА и СП, учитывающая предысторию процесса этого взаимодействия и возможность использования возобновляемых источников энергии на станциях подзарядки.

Рассмотренные работы затрагивают разные аспекты проблемы обеспечения энергосбережения группы БПЛА и показывают практическую важность и актуальность такой разработки.

В настоящей статье развивается новый подход обеспечения энергосбережения группы беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) за счет использования распределенной системы модулей подзарядки БПЛА, обеспечивающих необходимую универсальность в обслуживании разных типов аппаратов. Предполагается, что модули подзарядки установлены на подмножестве станций обслуживания, между которыми курсируют БПЛА мультикоптерного типа, выполняя миссию по развозу грузов. Требуется определить такие число и непосредственно указанное подмножество станций обслуживания, снабженных такими модулями, которые бы доставляли оптимум некоторого функционала качества, характеризующего функционирование группы БПЛА. В качестве предлагается в качестве такого функционала отношение числа БПЛА, успешно отработавших выданные им задания по развозу грузов, к числу станций с модулями подзарядки.

Используемая модель движения БпЛА между пунктами назначения предполагает учет не только крейсерского режима, но и маневрирования аппарата при взлете и посадке; также учитывается зависимость скорости расходования энергии от текущих кинематических величин аппарата. Предусмотрено падение аппарата в случае расходования им энергии ниже предельного порогового значения. Разработана упрощенная модель станции обслуживания с модулем подзарядки, подразумевающим замену разряженных аккумуляторных батарей. Учтен режим ожидания БпЛА в очереди.

Для исследования созданной концепции разработано программное обеспечение на базе среды Unity.

Разработка перспективной системы для автономного заряда АКБ БпЛА. Существуют контактные и бесконтактные способы зарядки. Существующие контактные способы зарядки аккумуляторной батареи БпЛА основаны на использовании относительно сложного механизма [7, 8, 10]. В отличие от них зарядка по беспроводной технологии более проста. Способ передачи энергии в этом случае основан на явлении электромагнитной индукции, его эффективность сильно зависит от коэффициента связи взаимодействующих индуктивных катушек и их добротностей [16]. Основными недостатками бесконтактного способа являются: а) низкий КПД (в максимуме – не более 70% у существующих разработок, при неточном позиционировании БпЛА он резко падает); б) проблема электромагнитной совместимости с электронным бортовым оборудованием.

Преимуществом контактной зарядки является высокий КПД. Более того, контактная штекерная подзарядка может быть адаптирована под обслуживание разных типов аппаратов [17]. Однако наиболее перспективным является контактный способ восполнения энергии с помощью замены аккумуляторных батарей, как наиболее быстрый.

Так известен патент [18], где предлагается аналогичная система замены АКБ, однако не произведено комплексирование с подсистемой посадки/ точного позиционирования, а также не рассмотрен вопрос подачи энергии на устройство заряда разряженных батарей.

Однако здесь возникает задача оптимизации механизмов доводки БпЛА съема/инсталляции АКБ с борта аппарата. Сложность заключается в том, чтобы обеспечить нужное число степеней свободы и получить достаточную точность позиционирования за счет как можно меньшего числа приводов и актуаторов.

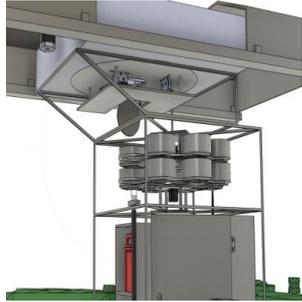
Для решения указанной проблемы предлагается использовать на борту специальный осесимметричный бокс с АКБ, которая в нем жестко закреплена. В этом случае не требуется точное угловое позиционирование аппарата в плоскости контактной площадки и возможно использовать только один актуатор, осуществляющий вертикальное перемещение вдоль оси симметрии указанного бокса. На рис. 1 представлена предлагаемая конструкция для замены АКБ.

На рис. 1,а представлена трехмерная модель модуля подзарядки на мобильной платформе. Заметим, что такая платформа удобна в том числе для быстрого перемещения указанных модулей в новые положения временного стационарного базирования. Здесь видна площадка приземления с реечным способом позиционирования и доводки приземлившегося БпЛА.

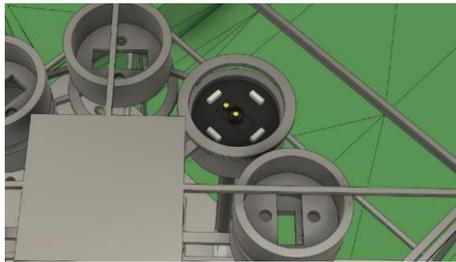
На рис. 1,б представлены общие виды системы замены АКБ, расположенной под площадкой приземления. Эта система включает в себя барабанную подсистему, используемую для хранения разряженных и заряженных АКБ (см. рис. 1,в), и подсистему съема/поддачи АКБ с помощью вертикально расположенного актуатора. Барабан содержит расположенные по кольцу специальные цилиндрические держатели, имеющие прорези в нижней части для возможности захватывания подвижной частью привода бокса с АКБ (см. рис. 1,г) и последующего его перемещения из барабана на борт в специальный отсек, либо наоборот.



а) вариант мобильной установки модуля подзарядки



б) общие виды системы замены АКБ в двух ракурсах



в) общий вид барабанной системы, используемой для хранения разряженных и заряженных АКБ



г) упрощенная модель цилиндрического бокса с АКБ

Рис. 1. Конструкция предлагаемого модуля контактной подзарядки с помощью замены АКБ

Обобщенное взаимодействие системы управления модуля подзарядки и бортовой системы БПЛА на всех его этапах происходит так, как описано в [12].

Исследование распределения станций подзарядки для оптимизации энергообеспечения группы БПЛА мультикоптерного типа. Дана однородная группа БПЛА заданного класса в количестве N штук, которая курсирует между K стационарными пунктами назначения $S_i, i = 1, \dots, K$, стационарное пространственное распределение которых в пределах области функционирования задается набором:

$$S = [S_1(x_1, y_1); S_2(x_2, y_2); \dots; S_K(x_K, y_K)]. \quad (1)$$

Каждый БПЛА забирает некоторый груз на одной из станций и отвозит на другую.

Оператор, находящийся на некотором наземном пункте, который может быть совмещен с одним из пунктов назначения, периодически, в дискретные моменты времени t_u , $u=1,2,\dots$, U выдает каждому БПЛА задания на перевозку грузов из одних пунктов назначения в другие, что формируется в виде следующего пакета номеров этих целевых пунктов:

$$[j_1(i, q), j_2(i, q), \dots, j_{J(i,q)}(i, q)], \quad (2)$$

где $J(i, q)$ – число назначенных в момент t_u элементарных заданий для i -го БПЛА. При этом задействуются в общем случае все БПЛА, в том числе и те, которые на момент t_u находятся в процессе выполнения задания.

В начальный момент времени t_1 оператор выдает задания еще не задействованным БПЛА, которые находятся в некоторых пунктах назначения.

Для определенности БПЛА группы будем считать работающими на электрических двигателях с накоплением энергии в аккумуляторах. Каждый БПЛА может иметь максимальную энергию заряда E_{0max} . Скорость расходования этой энергии зависит от ряда кинематических величин аппарата, прежде всего, от его линейных скоростей и ускорений; последние меняются от времени по-разному в зависимости от режима движения БПЛА (взлет, посадка, висение, крейсерский полет, резкий набор высоты).

Будем считать, что зависимость скорости расходования БПЛА мультикоптерного типа от его текущих кинематических величин описывается формулой:

$$v_E(t) = K_c + |V_x(t)| * K_{vxz} + |V_z(t)| * K_{vxz} + h * K_h + |A_{xzy}(t)| * K_{Ac}, \quad (3)$$

где K_c – постоянная расхода, мощность, используемая бортовыми вычислителями; $V_x(t)$ – скорость по оси x в локальной системе координат в рассматриваемый момент времени t ; $V_z(t)$ – скорость по оси z в локальной системе координат в момент времени t ; K_{vxz} – коэффициент влияния на потерю заряда скоростей по осям x, z ; h – высота полета БПЛА; K_h – коэффициент влияния высоты полета на потерю заряда; $A_{xzy}(t)$ – вектор ускорения по всем осям в момент времени t ; K_{Ac} – коэффициент влияния на потерю заряда от ускорения.

Максимальный заряд энергии на борту каждого аппарата определяет максимальное время автономного функционирования аппарата, включающее время его нахождения в воздухе в режиме крейсерского полета, а также полное время совершения всех циклов приземлений/ посадок. В общем случае для выполнения миссии группой БПЛА необходимо располагать в пунктах назначения зарядные устройства для восполнения расходуемой ими энергии.

Рассмотрим обобщенный алгоритм выбора аппаратом подходящей станции подзарядки. При возникновении необходимости пополнить запас энергии БПЛА начинает искать наиболее подходящую для этого станцию. Вначале он находит/ получает информацию о расстояниях до всех станций от его текущего положения, а также о статусах станций в отношении возможности подзарядки (свободны/ заняты для подзарядки на момент связи).

Станции упорядочиваются в порядке возрастания расстояния до них и перебираются. Для каждой станции в таком переборе проверяются условия: может ли БПЛА долететь до нее без подзарядки, и свободна ли станция. Если первое условие не выполнено, то станция не рассматривается далее. Если как первое, так и второе условие выполнены, то БПЛА делает запрос на эту станцию и резервирует место для подзарядки. Если же второе условие не выполнено, то выбирается для анализа другая станция и т.д. Если после перебора всех станций, которые доступны для досягаемости данным БПЛА, ни одна из них не оказалась свободной, тогда БПЛА выбирает ближайшую станцию, летит к ней, приземляется и далее находится в режиме ожидания, когда освободится место для подзарядки.

Принимает упрощенное допущение, что все станции обслуживания, в том числе содержащие модули подзарядки, могут принять и обслужить любое число БПЛА без учета их подзарядки. То есть имеется в виду погрузка/ выгрузка грузов, перевозимых БПЛА.

Однако станции обслуживания с модулями подзарядки должны выполнять еще три дополнительные функции одновременно.

Во-первых, быть готовыми получить запрос от БПЛА и зарезервировать место для подзарядки, во-вторых – находиться в режиме подзарядки тех БПЛА, которые приземлились, когда были свободные места для подзарядки, и, в-третьих, предоставлять места для нахождения и ожидания своей очереди тем БПЛА, для которых в момент их приземления на станцию свободных стоек для подзарядки не оказалось. Таким образом, в каждой станции нужно отслеживать и контролировать очередь подзарядки. Предполагается, что число мест для подзарядки ограничено и равно l , а длина очереди может быть произвольной.

Примем, что среди всех K станций есть M штук, образующих подмножество $S_c \subset S$, таких, что в их составе есть модули подзарядки. Набор таких станций будем описывать вектором соответствующих номеров:

$$n_c = [j_{c,1}, j_{c,2}, \dots, j_{c,M}], \quad (4)$$

Количество M станций с функцией подзарядки, а также то или иное распределение этих станций на множестве всех станций обслуживания является важным фактором, влияющим на эффективность подзарядки как каждого аппарата, так и всей группы в целом.

Для возможности выполнения миссии группой БПЛА стационарные пункты назначения и их подмножество $S_c = S(n_c)$ расположены таким образом, чтобы любой БПЛА мог выполнить задание типа (2), выбранное из множества всех заданий, которые могут быть выданы ему оператором. При этом предполагается, что каждый БПЛА по мере необходимости восполняет энергию на одной из станций подмножества S_c .

В неблагоприятных случаях распределение станций S и его подмножество S_c могут не позволить реализовать некоторые задания для БПЛА в силу достаточного удаления станций подмножества S_c от некоторых пунктов назначения.

Примерная оценка среднего числа модулей подзарядки M^* может быть дана, если известны средние интервалы нахождения каждого БПЛА в воздухе Δt_1 и подзарядки его на станции Δt_2 . Далее, в произвольный момент времени t для каждого i -го БПЛА рассмотрим дискретную случайную величину $\eta_i, i = 1, \dots, N$, принимающую значение 0, если БПЛА находится в воздухе, и 1 – если он подзарядается на станции. Ее математическое ожидание есть [19]:

$$\mathcal{M}(\eta_i) \approx 1 \cdot \frac{\Delta t_2}{(\Delta t_1 + \Delta t_2)} + 0 \cdot \frac{\Delta t_1}{(\Delta t_1 + \Delta t_2)} = \frac{\Delta t_2}{(\Delta t_1 + \Delta t_2)}. \quad (5)$$

Как правило, указанные N случайных величин можно принять независимыми. Тогда, если в любой момент один модуль подзарядки может обслуживать только один аппарат и очереди на этих модулях недопустимы, то можно получить верхнюю границу оценки достаточного числа M как математического ожидания суммы указанных случайных величин:

$$M_{max}^* = \mathcal{M}(\sum_{i=1}^N \eta_i) = \sum_{i=1}^N \mathcal{M}(\eta_i) = N \frac{\Delta t_2}{(\Delta t_1 + \Delta t_2)}. \quad (6)$$

Если допустить очереди на станциях обслуживания, снабженных модулями подзарядки, то оценка M^* станет меньше M_{max}^* .

Для оценки степени выполнения всех заданий миссии и достижения ее цели целесообразно ввести понятие целевого функционала F миссии. Каждый БПЛА группы будем характеризовать булевой величиной f_i , показывающей, выполнено им задание или нет. В начале каждого моделирования для заданного M случайным образом генерируется M положений модулей зарядки среди локальных областей расположения базовых станций; для фиксированного распределения положений модулей зарядки производится P моделирований для различных заданий типа (2) для каждого БПЛА. Тогда в качестве F можно взять следующую оценку:

$$F^*(M) = \left(\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{C_K^M} \sum_{p=1}^P f_{ijp} \right) / (PC_K^M N), \quad (7)$$

где f_{ijp} есть флаг выполнения p -го задания по развозу грузов i -м БПЛА при j -м распределении M модулей заряда по всем N станциям.

Данный функционал зависит от наборов заданий типа (2) для каждого БПЛА на каждом опыте при фиксированном M , технических параметров БПЛА группы, множества S и подмножества S_c .

Для оптимизации указанного функционала требуется произвести комплексное исследование функционирования группы БПЛА в процессе выполнения ими указанной миссии с помощью специального разработанного программного обеспечения, структурированного в виде симулятора.

Особенности программной реализации разработанного симулятора. Симулятор разрабатывался с помощью игрового движка Unity 2022.2.19f1 и языка программирования C#. Unity позволяет валировать исследования, описывать необходимую для исследований кинематику/динамику, задавать необходимую логику моделирования, что позволяет разрабатывать симуляторы и регулировать необходимые параметры исследования.

На рис. 2 представлена схема симулятора и взаимодействия элементов моделирования. Система контроля моделирования (СКМ) предназначена для хранения и передачи информации между моделируемыми объектами. Объекты не имеют прямого доступа к информации хранящейся в СКМ, а получают с помощью запроса, обращаясь в модуль коммуникации. Так же в СКМ есть модуль сбора статистики, который опрашивает состояния моделируемых объектов и записывает информацию в файл. Модуль генерации объектов создает базовые станции и БПЛА в заранее определенных позициях и записывает созданные объекты в списки базовых станций и БПЛА. На рис. 3 представлены точечные позиции для создания базовых станций на карте; первоначальные положения БПЛА совпадают с этими точками. Также модуль генерации объектов формирует для БПЛА маршрутные задания.

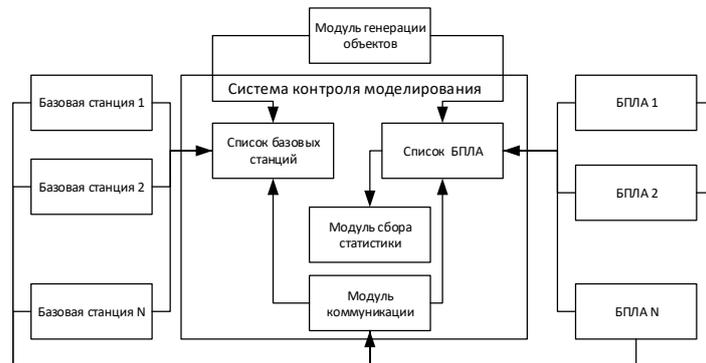


Рис. 2. Схема симулятора и взаимодействия элементов

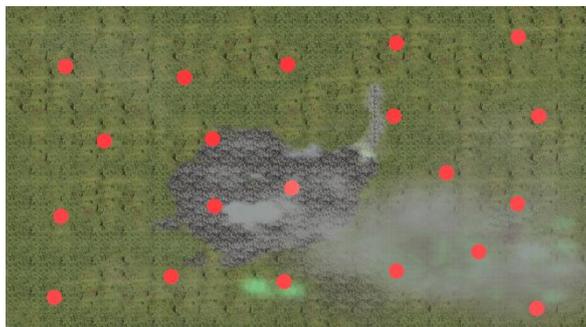


Рис. 3. Позиции возможных появлений станций с модулями подзарядки на карте

На рис. 4 представлена структурная схема модели БПЛА. Модуль генерации объектов последовательностью случайных чисел формирует путь, состоящий из точек облета базовых станций. Модуль формирования маршрутного задания принимает массив облета и поочередно формирует целевую точку, запрашивая у базовой станции свободную позицию; при достижении некоторым БПЛА станции, его модуль формирования маршрутного задания переключается на следующую целевую позицию до тех пор, пока БПЛА не пролетит все заданные оператором станции. Модуль выполнения маршрутного задания (планировщик) строит траекторию от текущей позиции до целевой. Модуль навигации имитирует глобальные навигационные системы, возвращая текущее положение и ориентацию в пространстве, а также локальные инерциальные системы, выдающие скорости и ускорения. Модуль управления аппаратом (регулятор) запрашивает траекторию, текущее положение БПЛА и на основании этих данных формирует управляющие воздействия для пролета по траектории. Модуль «Батарея», обрабатывая получаемые данные с блока навигации о скорости, ускорении, высоте, – рассчитывает потери энергии по формуле 3. Модуль управления полетом, с точки зрения объектно-ориентированной структуры программы, является ссылкой на сам БПЛА, которая позволяет обращаться ко всем модулям БПЛА. Также Модуль управления полетом, является главным модулем БПЛА, который хранит в себе следующую информацию: максимально разрешенная скорость передвижения, номер БПЛА, состояние/ статус выполнения/ невыполнения миссии, состояние полного разряда БПЛА, состояние режима полета/отключения двигателей. При достижении заряда БПЛА уровня менее 25% все модули отключаются, и имитируется его падение вниз.

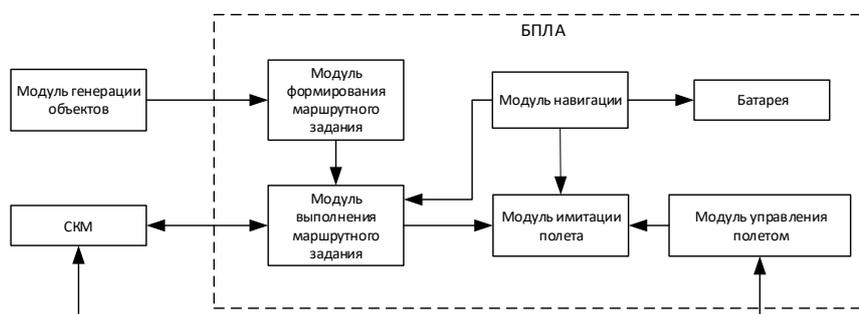


Рис. 4. Структурная схема моделируемого БПЛА

Результаты численного исследования. В данном разделе описывается результаты моделирования, проведенного для исследования влияния количества зарядных станций и их распределения по всем станциям обслуживания на качество выполнения задания. Пространственное положение всех базовых станций было фиксировано и соответствовало локальным областям на рис. 3, выделенных красным цветом. В начале каждого моделирования для заданного M случайным образом генерируется M положений модулей зарядки среди локальных областей расположения базовых станций; для фиксированного распределения положений модулей зарядки производится P моделирований для различных заданий типа (2) для каждого БПЛА, рассчитывается оценка критерия успешности выполнения по (7); причем положено $P=10$, $N=10$, $K=6$. В одном месте расположения станции обслуживания могут появиться несколько БПЛА. Для каждой миссии и каждого БПЛА генерировалось случайное маршрутное задание, состоящее из пяти обходных позиций. Максимальная скорость БПЛА была установлена равной в 10 км/ч. Стоит учесть, что зарядная станция на программном уровне в симуляторе создается путем включения соответствующего дополнительного режима для базовой станции. Для каждого числа зарядных станций M было проведено PC_K^M моделирований и рассчитывалось отношение, соответствующих различным распределениям модулей подзарядки по станциям обслуживания. На рисунке 5 представлена зависимость функционала F в (7), выражающего в нашем случае среднюю успешность выполнения миссий при фиксированном M модулей подзарядки, от M ; было принято $M=1,2,\dots,K=6$.

Из графика, приведенного на рис. 5, видно, что глобального оптимального значения оценка F^* достигает при числе модулей подзарядки, равном $M_{opt}=5$.

Полученные результаты показывают возможность использования развитого подхода для оптимизации состава по наличию/ отсутствию модулей подзарядки и стоимости станций обслуживания.

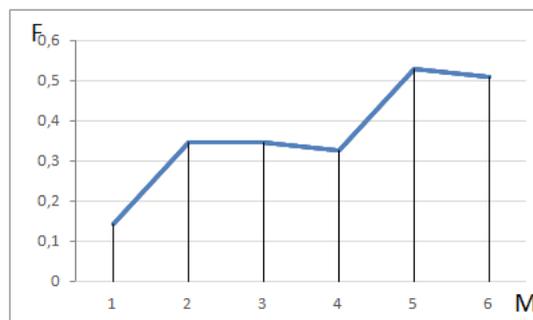


Рис. 5. График зависимости успешности выполнения задачи от количества зарядных станций

Заключение. В статье рассмотрен перспективный подход к оптимизации распределения модулей подзарядки по станциям подзарядки с фиксированным пространственным распределением. Критерием этой оптимизации является максимум относительного числа успешно выполненных заданий всеми БПЛА на множестве всех испытаний, соответствующих заданному числу M .

Разработаны модель движения БПЛА между пунктами назначения с учетом зависимости скорости расходования аппаратом энергии от его текущих кинематических величин, а также упрощенная модель станции обслуживания с модулем подзарядки, подразумевающим замену разряженных аккумуляторов

батарей. Предусмотрено падение аппарата в случае расходования им энергии ниже предельного порогового значения. Разработанное Программное обеспечение может быть эффективно интегрировано с алгоритмами планирования в трехмерной среде [20].

Адекватность рассмотренного подхода подтверждается получаемыми результатами моделирования: численного нахождения оптимального по указанному критерию распределения модулей подзарядки по станциям обслуживания с помощью программного обеспечения среды Unity.

Также в статье приводится и обосновывается новая конструкция модуля подзарядки, использующего способ снятия разряженных и инсталляции заряженных АКБ в специальном боксе, отличающаяся от известных аналогичных конструкций большей простотой.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Косова А.Е., Корилов А.М.* Автоматическая посадка малых беспилотных летательных аппаратов с использованием компьютерного зрения // Доклады ТУСУР. – Вып. № 3. – Т. 20. – С. 191-196.
2. *Нго К.Т., Нгуен В.В., Харьков И.Ю., Усина Е.Е., Шумская О.О.* Функциональная модель взаимодействия БЛА с наземной роботизированной платформой при решении сельскохозяйственных задач // Известия Кабардино-Балкарского научного центра РАН. – 2018. – Вып. 6-3. – С. 41-50.
3. *Musa Galimov, Roman Fedorenko, and Alexander Klimchik.* UAV Positioning Mechanisms in Landing Stations: Classification and Engineering Design Review. – https://www.researchgate.net/publication/342538741_UAV_Positioning_Mechanisms_in_Landing_Stations_Classification_and_Engineering_Design_Review.
4. Патент № RU 2710887 С1. Посадочная платформа для беспилотного летательного аппарата / *Габдуллин Айдар Ринатович, Галимов Муса Музагитович, Климчик Александр Сергеевич.* 2020 г.
5. Патент RU 2722249 С1. Посадочная платформа для БПЛА вертикального взлета и посадки / *Габдуллин Айдар Ринатович, Галимов Муса Музагитович, Климчик Александр Сергеевич.* 2020 г.
6. HEISHA DNEST2 // Heisha Technology. 23.03.2022. – URL: <https://www.heishatech.com/solutions/dnest-hardware-for-drone-in-a-box-solution/> (дата обращения: 23.03.2022).
7. Патент US9387928B1. Multi-use UAV docking station systemis and methods. Jul. 12, 2016.
8. Патент US 9,139,310 B1. Systems and methods for UAV battery exchange. Sep. 22, 2015.
9. Патент WO 2016/113766. AI electrically charging system for drones. 7 January 2016 (07.01.2016).
10. *Фетисов В.С., Ахмеров Ш.Р., Сизоненко Р.В.* Интеллектуальная коммутация бортовых посадочных электродов БПЛА с открытыми контактными площадками зарядной платформы // Второй Всероссийский научно-практический семинар «беспилотные транспортные средства с элементами искусственного интеллекта». – 2015. – С. 115-122.
11. *Широков И.Б., Широкова Е.И., Азаров Андрей Андреевич.* Система беспроводной передачи энергии // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. – 2019. – Т. 2, № 3. – С. 380-389.
12. *Костюков В.А., Медведев М.Ю., Бутенко М.Ю., Гисцов В.Г., Евдокимов И.Д.* Аппаратно-алгоритмическое обеспечение перспективной системы энергосбережения автономной группы БПЛА // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2022. – № 5. – С. 230-243.
13. *Vikas Hassija, Vinay Chamola, Dara Nanda Gopala Krishna and Mohsen Guizani.* A Distributed Framework for Energy Trading Between UAVs and Charging Stations for Critical Applications. – Fellow IEEE, 2020.
14. *Li Li, Jie Wu, Yixiang Xu, Jun Che, Jin Liang.* Energy-controlled Optimization Algorithm for Rechargeable Unmanned Aerial Vehicle Network // 2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). – 2017. – Vol. 43. – P. 1337-1342.

15. Костюков В.А., Пиухонов В.Х. The system of decentralized control of a group of mobile robotic means interacting with charging stations // Сб. трудов "Frontiers in Robotics and Electromechanics". – Изд-во Springer, 2022 (принято к публикации).
16. Нараянан Рагху (Raghu Nurayanan). Выбор катушек для беспроводных зарядных устройств // Компоненты и технологии. – 2015. – № 9.
17. Фетисов В.С., Новикова К.О., Овчинников А.В. Подзарядка беспилотных летательных аппаратов с вертикальным взлетом-посадкой на контактных платформах с адаптируемой шириной контактных полос // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2023. – Т. 19, № 2. – С. 80-89. – ISSN 1999-5458 (print).
18. Патент RU 2018129276, 09.08.2018. Станция автоматической замены аккумуляторов для беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) и способ ее использования / Семенов А.Г.
19. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. – М.: Изд-во «Наука», 1969. – 576 с.
20. Stentz A. Optimal and efficient path planning for partially known environments // In Intelligent Unmanned Ground Vehicles. – Springer, Boston, MA, USA, 1997. – P. 203-220.

REFERENCES

1. Kosova A.E., Korikov A.M. Avtomaticheskaya posadka mal'nykh bespilotnykh letatel'nykh apparatov s ispol'zovaniem komp'yuternogo zreniya [Automatic landing of small unmanned aerial vehicles using computer vision], *Doklady TUSUR* [Proceedings of TUSUR University], Issue No. 3, Vol. 20, pp. 191-196.
2. Ngo K.T., Nguen V.V., Khar'kov I.Yu., Usina E.E., Shumskaya O.O. Funktsional'naya model' vzaimodeystviya BLA s nazemnoy robotizirovannoy platformoy pri reshenii sel'skokhozyaystvennykh zadach [A functional model of UAV interaction with a ground-based robotic platform in solving agricultural problems], *Izvestiya Kabardino-Balkarskogo nauchnogo tsentra RAN* [Izvestiya Kabardino-Balkarian Scientific Center of the Russian Academy of Sciences], 2018, Issue 6-3, pp. 41-50.
3. Musa Galimov, Roman Fedorenko, and Alexander Klimchik. UAV Positioning Mechanisms in Landing Stations: Classification and Engineering Design Review. Available at: https://www.researchgate.net/publication/342538741_UAV_Positioning_Mechanisms_in_Landing_Stations_Classification_and_Engineering_Design_Review.
4. Gabdullin Aydar Rinatovich, Galimov Musa Muzagitovich, Klimchik Aleksandr Sergeevich. Posadochnaya platforma dlya bespilotnogo letatel'nogo apparata [Landing platform for unmanned aerial vehicle]. Patent No. RU 2710887 C1. 2020.
5. Gabdullin Aydar Rinatovich, Galimov Musa Muzagitovich, Klimchik Aleksandr Sergeevich. Posadochnaya platforma dlya BpLA vertikal'nogo vzleta i posadki [Landing platform for vertical take-off and landing UAVs]. Patent RU 2722249 C1. 2020.
6. HEISHA DNEST2, *Heisha Technology*. 23.03.2022. Available at: <https://www.heishatech.com/solutions/dnest-hardware-for-drone-in-a-box-solution/> (accessed 23 March 2022).
7. Patent US9387928B1. Multi-use UAV docking station systems and methods. Jul. 12, 2016.
8. Patent US 9,139,310 B1. Systems and methods for UAV battery exchange. Sep. 22, 2015.
9. Patent WO 2016/113766. AI electrically charging system for drones. 7 January 2016 (07.01.2016).
10. Fetisov V.S., Akhmerov Sh.R., Sizonenko R.V. Intellektual'naya kommutatsiya bortovykh posadochnykh elektrodov BpLA s otkrytymi kontaktnymi ploshchadkami zaryadnoy platformy [Intelligent switching of on-board landing electrodes of a UAV with open contact pads of a vertical platform], *Vtoroy Vserossiyskiy nauchno-prakticheskiy seminar «bespilotnye transportnye sredstva s elementami iskusstvennogo intellekta»* [The second All-Russian scientific and practical seminar "Unmanned transport vehicles with elements of artificial intelligence"], 2015, pp. 115-122.
11. Shirokov I.B., Shirokova E.I., Azarov Andrey Andreevich. Sistema besprovodnoy peredachi energii [Wireless energy transmission system], *Infokommunikatsionnye i radioelektronnye tekhnologii* [Infocommunication and radioelectronic technologies], 2019, Vol. 2, No. 3, pp. 380-389.
12. Kostyukov V.A., Medvedev M.Yu., Butenko M.Yu., Gistsov V.G., Evdokimov I.D. Apparato-algoritmicheskoe obespechenie perspektivnoy sistemy energosberezheniya avtonomnoy gruppy BpLA [Hardware and algorithmic support for a promising energy saving system for an autonomous group of UAVs], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2022, No. 5, pp. 230-243.

13. *Vikas Hassija, Vinay Chamola, Dara Nanda Gopala Krishna and Mohsen Guizani*. A Distributed Framework for Energy Trading Between UAVs and Charging Stations for Critical Applications. *Fellow IEEE*, 2020.
14. *Li Li, Jie Wu, Yixiang Xu, Jun Che, Jin Liang*. Energy-controlled Optimization Algorithm for Rechargeable Unmanned Aerial Vehicle Network, *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2017, Vol. 43, pp. 1337-1342.
15. *Kostyukov V.A., Pshikhopov V.Kh.* The system of decentralized control of a group of mobile robotic means interacting with charging stations, *Sb. trudov "Frontiers in Robotics and Electromechanics"* [Collection of works "Frontiers in Robotics and Electromechanics"]. Izd-vo Springer, 2022 (accepted for publication).
16. *Narayanan Ragkhu (Raghu Nurayanan)*. Vybor katushek dlya besprovodnykh zaryadnykh ustroystv [Selection of coils for wireless chargers], *Komponenty i tekhnologii* [Components and technologies], 2015, No. 9.
17. *Fetisov V.S., Novikova K.O., Ovchinnikov A.V.* Podzaryadka bespilotnykh letatel'nykh apparatov s vertikal'nym vzletom-posadkoy na kontaktnykh platformakh s adaptiruemoi shirinoy kontaktnykh polos [Recharging unmanned aircraft vehicles with vertical take-off and landing on contact platforms with adaptable contact band width], *Elektrotekhnicheskie i informatsionnye komplekсы i sistemy* [Electrical and information complexes and systems], 2023, Vol. 19, No. 2, pp. 80-89. ISSN 1999-5458 (print).
18. *Semenov A.G.* Stantsiya avtomaticheskoy zameny akkumulyatorov dlya bespilotnykh letatel'nykh apparatov (BPLA) i sposob ee ispol'zovaniya [Automatic battery replacement station for unmanned aerial vehicles (UAVs) and method of its use]. Patent RU 2018129276, 09.08.2018.
19. *Venttsel' E.S.* Teoriya veroyatnostey [Probability theory]. Moscow: Izd-vo «Nauka», 1969, 576 p.
20. *Stentz A.* Optimal and efficient path planning for partially known environments, *In Intelligent Unmanned Ground Vehicles*. Springer, Boston, MA, USA, 1997, pp. 203-220.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. Ю.А. Кравченко.

Костюков Владимир Александрович – АО НКБ «РиСУ»; e-mail: wkost-einheit@yandex.ru; г. Таганрог, Россия; к.т.н.; с.н.с.

Бутенко Максим Юрьевич – e-mail: butenko@sfedu.ru; инженер.

Гисцов Владислав Геннадьевич – e-mail: giscov@sfedu.ru; инженер-исследователь.

Евдокимов Игорь Дмитриевич – e-mail: ievdokimov@sfedu.ru; инженер-исследователь.

Kostyukov Vladimir Alexandrovich – Joint-Stock Company "Robotics and Control Systems"; e-mail: wkost-einheit@yandex.ru; Taganrog, Russia; cand. of eng. sc.; senior researcher.

Butenko Maxim Yurievich – e-mail: butenko@sfedu.ru; engineer.

Gistsov Vladislav Gennadievich – e-mail: giscov@sfedu.ru; research engineer.

Evdokimov Igor Dmitrievich – e-mail: ievdokimov@sfedu.ru; research engineer.

УДК 004.272.44

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-150-162

И.И. Левин, Д.А. Сорокин, А.В. Касаркин

АРХИТЕКТУРА ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ЦФВМ

Статья посвящена проблемам развития цифровых фотонных вычислительных машин, которые наряду с квантовыми компьютерами являются одним из возможных способов преодоления кризиса производительности вычислительной техники. Реализация обработки данных в цифровых фотонных вычислительных машинах на частотах терагерцового уровня потенциально обеспечивает производительность, превосходящую на два и более

десятичных порядков производительность самых современных вычислительных систем. Современные исследования говорят о перспективности развития цифровой фотоники, способной обеспечить производительность, существенно превосходящую производительность микроэлектронных вычислителей при одинаковой точности вычислений. При этом в большей степени усилия исследователей направлены на создание цифровых фотонных логических элементов, в то время как вопросы архитектуры рассматриваются весьма поверхностно. Авторы рассматривают проблемы разработки архитектуры цифровой фотонной вычислительной машины, которая могла бы обеспечить решение широкого класса вычислительно трудоёмких задач в структурной парадигме. Показано, что для использования данной парадигмы вычислений подсистема синхронизации и коммутации должна иметь иерархическую топологию с возможностью настройки информационных связей как в процессе программирования фотонной машины, так и в процессе решения задач. Рассматриваются принципы обеспечения быстродействия и точности решения задач на цифровой фотонной вычислительной машине при выбранном способе представления данных. Авторы разработали в базе фотонной логики модели функциональных устройств основных арифметических операций: сложения и умножения в стандарте IEEE 754. Устройства реализованы по схеме линейного конвейера с обработкой младшими разрядами вперёд. В отличие от традиционной микроэлектроники предлагаемый подход к построению конвейерных функциональных устройств не предполагает использование регистров-защёлок, реализация которых в цифровой фотонной логике приводит к избыточным аппаратным затратам. Также при построении вычислительных схем ограничен коэффициент разветвления аппаратных информационных связей между логическими элементами, что позволит снизить проблему затухания сигналов. На ПЛИС выполнено макетирование разработанных функциональных устройств сложения и умножения и оценена производительность реализуемых на ЦФВМ вычислительных структур, подобных структурам, возникающим в задачах математической физики при выполнении операций типа «умножение матрицы на вектор».

Цифровая фотонная вычислительная машина; архитектура ЦФВМ; функциональные устройства; структурная парадигма вычислений.

I.I. Levin, D.A. Sorokin, A.V. Kasarkin

THE ARCHITECTURE OF FUNCTIONAL DEVICES OF THE DIGITAL PHOTONIC COMPUTER

The paper covers the problems of the development of digital photonic computers. Along with quantum computers, they are one of the possible ways to overcome the crisis of computing performance. The data processing implementation in digital photonic computers at terahertz frequencies potentially provides the performance exceeding by two or more decimal orders of magnitude the performance of the most modern computing systems. Modern research suggests the prospects for the development of digital photonics. It can provide the performance, significantly exceeding the performance of microelectronic computers with the same calculation accuracy. At the same time, largely, the efforts of researchers are aimed at creating digital photonic logic elements, while architectural issues are considered very superficially. The authors consider the development problems of the digital photonic computer architecture, which could provide a solution to a wide class of computationally time-consuming problems in the paradigm of structural calculations. It is shown that the synchronization and switching subsystem must have a hierarchical topology with the configuration of information links both in the programming process of a photonic computer and in the process of solving problems to use this calculation paradigm. The principles of ensuring the performance and accuracy at solving problems on digital photonic computer with the chosen data representation method are considered. The authors have developed models of functional devices of basic arithmetic operations in the basis of photonic logic: the addition and multiplication in the IEEE 754 standard. The devices are implemented according to the scheme of linear conveyor with low-order processing forward. Unlike traditional microelectronics, the proposed approach to the construction of conveyor functional devices does not involve the use of latch registers. Its implementation leads to excessive hardware costs in digital photonic logic. In addition, the branching factor of hardware information links between logical elements is limited at development the computational circuits. This will reduce

the problem of signal attenuation. The FPGA has been used to prototype the developed functional addition and multiplication devices and to evaluate the performance of computing structures, implemented on DPC, similar to structures in mathematical physics problems at performing operations such as "matrix multiplication by vector".

Digital photonic computer; architecture of DPC; functional devices; paradigm of structural calculations.

Введение. Успешное проведение научных исследований и технических разработок тесно связано с наличием высокопроизводительных вычислительных систем, а также с возможностью своевременного увеличения скорости и качества решения трудоёмких задач. Однако развитие элементной базы высокопроизводительных систем замедляется [1]. В современной микроэлектронике это обусловлено достижением физических пределов увеличения тактовых частот и степени интеграции [2], а в активно продвигаемых квантовых вычислениях [3] – технологическими проблемами изоляции системы от «белого шума», плохой повторяемостью и точностью экспериментов [4, 5].

Возможным вариантом преодоления кризиса производительности вычислительной техники могут быть цифровые фотонные вычислительные машины (ЦФВМ) – устройства, вычисления в которых производятся с помощью светового потока, излучаемого лазером, что аналогично электрическому току, создаваемому генератором, в современной микроэлектронике. При этом для обеспечения высокой скорости и точности вычислений в процессе решения задач целесообразно разрабатывать полностью цифровую фотонную вычислительную машину, обработка информации в которой выполняется фотонными логическими вентилями, такими как NOT, AND, OR [6, 7], а также построенными на их базе триггерами и функциональными устройствами. Кроме того, важным является выбор такой архитектуры ЦФВМ, которая в отсутствие ближайших перспектив создания фотонной памяти [8–11] нивелирует традиционные проблемы «бутылочного горла», а также обеспечит соответствие частот передачи данных и скорости выполнения преобразований над ними.

Данная статья посвящена описанию предлагаемой авторами архитектуры ЦФВМ, её функциональных компонент, реализующих арифметические преобразования, а также системы связи между ЦФВМ и внешними источниками и приёмниками данных. Первый раздел содержит краткий обзор современных достижений в области фотонных вычислителей и оценку возможности их применения для решения трудоёмких задач. Во втором разделе приведено краткое описание предлагаемой архитектуры ЦФВМ со структурной организацией вычислений. В третьем разделе показана реализация функциональных устройств (ФУ) для операций сложения и умножения нормализованных чисел с плавающей запятой в стандарте IEEE 754 с одноразрядными входными каналами данных в базисе ЦФВМ. В четвертом разделе приведена оценка ожидаемой эффективности ЦФВМ при использовании разработанных ФУ. В заключении анализируются полученные результаты.

Обзор современных работ по фотонным вычислителям. Интерес к построению вычислительных систем, в которых информация передаётся световым потоком, зародился в конце 50-х и начале 60-х годов прошлого века. Перспектива решения сложных задач с околосветовой скоростью побудила значительный прогресс в создании соответствующей элементной базы, что привело к появлению отдельного класса устройств – оптических корреляторов [12]. Принцип действия данных вычислителей основан на сравнении сигналов с помощью линзы Фурье [13], а обработка информации ведётся в аналоговом формате, которому свойственны все достоинства и недостатки аналоговых машин. Поэтому ещё с конца 80-х и начала 90-х годов прошлого века стала очевидна необходимость интеграции кор-

реляторов и цифровых вычислительных машин. Например, в 1990 году компания Bell Labs представила первый макет оптического компьютера [14]. В 1991 году компания OptiComp представила 32-разрядный оптический компьютер общего назначения DOC II [15]. В 2015 году лаборатория ORNL провела ряд исследований по оценке скорости решения задачи БПФ на вычислительной системе EnLight Alpha, построенной на оптическом процессоре EnLight 256, в сравнении с вычислительной системой, построенной на двух процессорах Intel Xeon 2 ГГц. Проведенные исследования показали более чем 13000-кратное ускорение по времени решения задачи, достигаемое на EnLight Alpha, но, как отмечают исследователи из ORNL, скорость вычислений находится в обратной зависимости от точности [16].

Подобные компьютеры представляют собой гибридные системы, когда основные вычисления выполняет аналоговый преобразователь, а функции подготовки, передачи и хранения данных выполняют традиционные микроэлектронные компоненты. В настоящее время продолжается развитие оптико-электронных гибридов по двум направлениям: по пути наращивания вычислительных характеристик оптических корреляторов за счёт повышения разрешения и быстродействия средств модуляции или применения инвариантных корреляторов в сочетании с методами интеллектуального анализа данных [12]. Эти технологии позволяют обрабатывать информацию с пропускной способностью на уровне десятков гигабит в секунду и получать удовлетворяющее по качеству решение задач из области анализа изображений. Но для многих современных трудоёмких задач из таких областей, как газодинамика и молекулярная динамика, физика плазмы и инерциального термоядерного синтеза и многих других, оптические корреляторы и системы на их основе неприменимы, поскольку требуется выполнять обработку в высокоточных форматах представления данных. Высокую скорость вычислений в процессе решения указанных задач с обеспечением точности на уровне стандарта IEEE 754 или подобного могут обеспечить только полностью цифровые фотонные вычислительные машины.

В настоящее время в России [17, 18] и за рубежом [19–21] ведутся исследования в большей степени логических элементов, выполняющих операции над световыми импульсами и обеспечивающих полнофункциональный базис ЦФВМ. В то же время проблеме выбора архитектуры перспективной ЦФВМ и методам организации вычислений посвящено немного работ [22, 23].

В работе [22] рассмотрены структура и принципы реализации ЦФВМ, которые соответствуют редуccionной модели вычислений. Редуccionная модель путем рекурсивного анализа алгоритма решения задачи формирует потоковый граф обработки данных. Последовательность операций графа динамически отображается на вычислительный ресурс системы, поэтому данные постоянно курсируют по коммутационной сети от одного функционального устройства (ФУ) системы к другому, а оперативная память для хранения промежуточных вычислений не требуется. При этом один ФУ либо выполняет запрошенную операцию, либо хранит одно валидное данное. Поиск путей обмена между ФУ, реализующими операции графа, выполняется постоянно.

Однако при обмене между ФУ неизбежны конфликты и, соответственно, временные потери. Это может быть устранено только полностью связанной коммутационной системой, требующей больших расходов на оборудование. Если же коммутационная система не будет полностью связанной, то при решении реальной прикладной задачи большая часть ФУ будет занята не выполнением непосредственных вычислений, а хранением промежуточных результатов и их передачей для последующих вычислений в другие ФУ. Вычислительное оборудование будет задействовано неэффективно.

В работе [23, 24] описана архитектура ЦФВМ на основе структурной парадигмы вычислений. При структурных [25] вычислениях ФУ выполняют только информационно значимые преобразования, и выполняется конвейерная обработка данных в темпе их поступления на входы ФУ. Все информационно незначимые операции, такие как обмен или выбор источника данных реализованы путем пространственной коммутации и синхронизации. Результаты обработки по физическим каналам потоком [26] поступают на следующие ФУ в соответствии с информационным графом задачи [27], а не буферизируются в памяти. Это позволяет минимизировать память для хранения результатов промежуточных вычислений и сократить требования по пропускной способности к фотонно-электронным интерфейсам обмена данными с внешними устройствами. Предложенные решения нацелены на эффективное использование доступного вычислительного ресурса и сохранения преимущества высокой частоты обработки данных в ЦФВМ над микроэлектронными устройствами.

Архитектура ЦФВМ со структурной организацией вычислений. В рамках структурной парадигмы высокая эффективность при решении трудоёмких задач может быть достигнута при равенстве (согласованности) темпа обмена данными между всеми компонентами системы: оперативной памятью и вычислительными узлами системы, темпа обработки данных в узлах и передачи между ними.

Обработка данных в ЦФВМ предполагается на частоте порядка 1 ТГц [7], а современные технологии микроэлектроники обеспечивают обмен с оперативной памятью на частоте порядка 1 ГГц. Поэтому для каждого разряда канала между оперативной памятью и ЦФВМ поток необходимо мультиплексировать. На рис. 1 показана архитектура ЦФВМ.

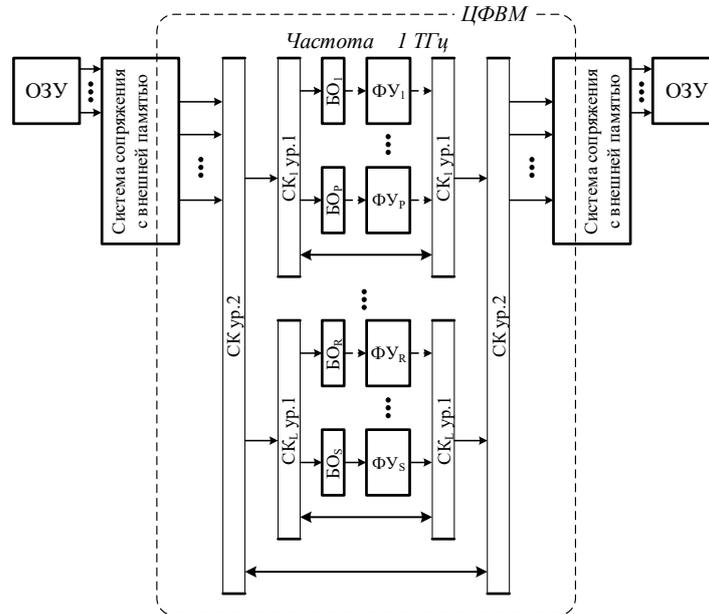


Рис. 1. Архитектура ЦФВМ

Поскольку предполагается решение задач в структурной парадигме вычислений, то подсистема коммутации и синхронизации должна обладать высокой связностью. Однако построение наиболее эффективных полносвязных коммутаторов сопряжено с факториальным ростом аппаратных затрат при линейном увеличении

числа ФУ. Это приведёт к использованию большей части фотонной логики на коммутацию вместо вычислений, то есть к нарушению основного принципа структурной парадигмы вычислений: использование большей части аппаратного ресурса системы непосредственно на вычисления и меньшей части – на организацию информационно незначимых операций. Поэтому в предлагаемом варианте построения ЦФВМ подсистема коммутации и синхронизации имеет иерархическую топологию [23], которая обеспечивает более эффективное использование аппаратного ресурса при решении различных задач, отличающихся количеством задействованных ФУ и связностью между ними.

Статические коммутаторы первого и второго уровней (СКур.1, СКур2.) обеспечивают пространственную реализацию информационных зависимостей решаемой задачи на этапе программирования ЦФВМ. Для этого на управляющие входы СК подаются конфигурационные параметры, сформированные на этапе трансляции программы ЦФВМ. Конфигурационные параметры не могут меняться в процессе решения задачи. На этапе обработки данных вопросы согласования потоков операндов решают блоки динамической синхронизации (БО₁,..., БО_p,..., БО_r,..., БО_s).

Эффективность ЦФВМ во многом будет зависеть от устройств СК и БО. Однако для обеспечения высокой производительности ЦФВМ при построении ФУ должны быть учтены особенности фотонной логики, такие как: сложность создания регистров-защёлок и буферных элементов памяти, высокие ограничения к степени разветвлённости сигналов, быстрое затухание сигнала при прохождении многоуровневой логики, сложность построения многоходовых логических элементов и др.

Реализация функциональных устройств в базисе ЦФВМ. Вычислительно трудоёмкие задачи математической физики, цифровой обработки сигналов и многие другие задачи требуют высокой точности выполнения арифметических операций. Поэтому обработка данных, как правило, выполняется в формате 32- или 64-разрядной плавающей запятой (стандарт IEEE 754). Соответственно разрабатываемые ФУ ЦФВМ должны поддерживать данный стандарт. Кроме того, при структурной организации вычислений высокой эффективности можно добиться, если ФУ будут обрабатывать данные в темпе их поступления.

В работе [23] было показано, что число каналов памяти с большой вероятностью станет критическим ресурсом при проектировании ЦФВМ. Соответственно требуется подбирать оптимальную разрядность каналов памяти с сохранением частоты обработки данных порядка 1ТГц. В пределе возникает необходимость обрабатывать данные в последовательных кодах.

Рассмотрим структуру ФУ, выполняющих основные арифметические операции суммирования/вычитания и умножения в стандарте IEEE 754. Операнды будут подаваться на входы ФУ последовательно, младшими разрядами вперед. Блок-схема ФУ, выполняющего операцию суммирования двух нормализованных чисел ($C=A+B$) в формате плавающей запятой, представлена на рис. 2.

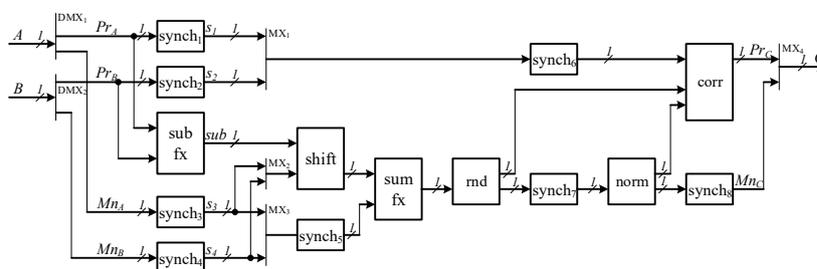


Рис. 2. Блок-схема сумматора IEEE754 с одnorазрядными входными каналами данных

В соответствии с алгоритмом выполнения операции суммирования в стандарте IEEE754 из входных операндов A и B на демультиплексорах DMX₁ и DMX₂ выделяются соответственно порядки Pr_a , Pr_b и мантиссы Mn_a , Mn_b . В вычитателе sub_fx определяется разность порядков sub , на основании которой выбирается мантисса меньшего из чисел и денормализуется в блоке shift. После этого в сумматоре sum_fx складываются мантисса большего числа и денормализованная мантисса меньшего числа, полученная сумма округляется в блоке rnd и нормализуется в блоке norm. В блоке corr осуществляется коррекция порядка. Результирующие мантисса Mn_c и порядок Pr_c конкатенируются на мультиплексоре MX₄ и выдаются через одноразрядный канал C .

Основными вычислительными блоками в структуре сумматора IEEE754 являются ФУ, реализующие целочисленные операции: сумматор sum_fx и вычитатель sub_fx . Их блок-схемы представлены на рис. 3.

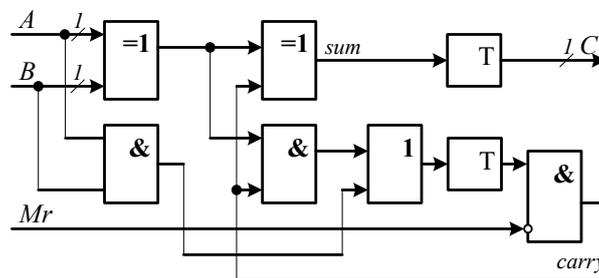
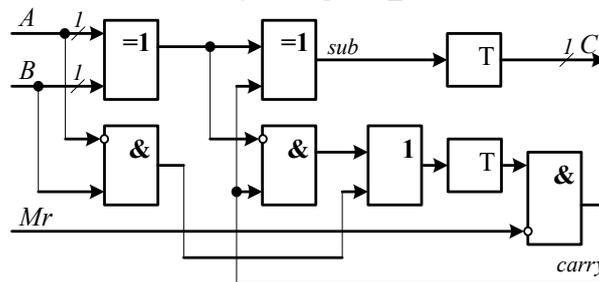
а – сумматор sum_fx ;б – вычитатель sub_fx

Рис. 3. Блок-схемы целочисленных ФУ

Для реализации сумматора потребуются следующие элементы: два исключающих «или» =1, три «и» &, одно «или» 1 и два триггера Т. Вычитатель содержит аналогичные элементы, отличие в двух элементах «и» – в вычитателе они имеют инверсный вход.

Поскольку вычисления одноразрядные, то при выполнении операций суммирования/вычитания необходимо формировать отложенный перенос/заём $carry$. Если в результате обработки текущей пары бит возникает $carry$, то он будет учтен как при вычислении результата сложения C , так и при формировании $carry$ от следующей пары бит. Маркер Mr определяет границы текущих операндов A и B , а также блокирует возможное распространение сигнала $carry$ в процесс обработки следующей пары операндов.

Блок-схема ФУ, выполняющего операцию умножения ($C=A \cdot B$) двух нормализованных чисел в формате плавающей запятой, представлена на рис. 4.

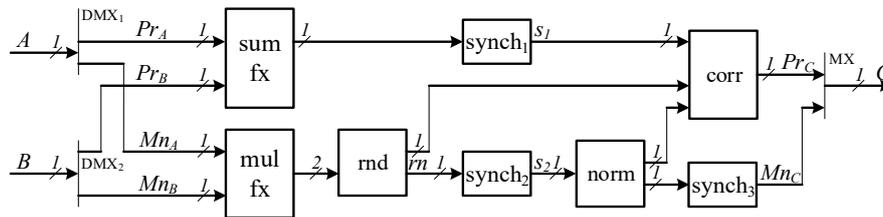


Рис. 4. Блок-схема умножителя IEEE754 с одноразрядными входными каналами данных

В соответствии с алгоритмом выполнения операции умножения в стандарте IEEE754 из входных операндов A и B на демультимплексорах DMX_1 и DMX_2 выделяются соответственно порядки Pr_a , Pr_b и мантиссы Mn_a , Mn_b . После этого в сумматоре sum_fx порядки складываются, а мантиссы перемножаются на умножителе mul_fx с последующим округлением в блоке rnd и нормализацией в блоке $norm$. В блоке $corr$ осуществляется коррекция порядка. Результирующие мантисса Mn_c и порядок Pr_c конкатенируются на мультиплексоре MX и выдаются через одноразрядный канал C .

Основными вычислительными блоками умножителя IEEE754 являются ФУ, реализующие целочисленные операции: сумматор sum_fx и умножитель mul_fx . Сумматор был рассмотрен ранее, рассмотрим блок mul_fx реализующий целочисленную операцию последовательного умножения. Его блок схема представлена на рис. 5.

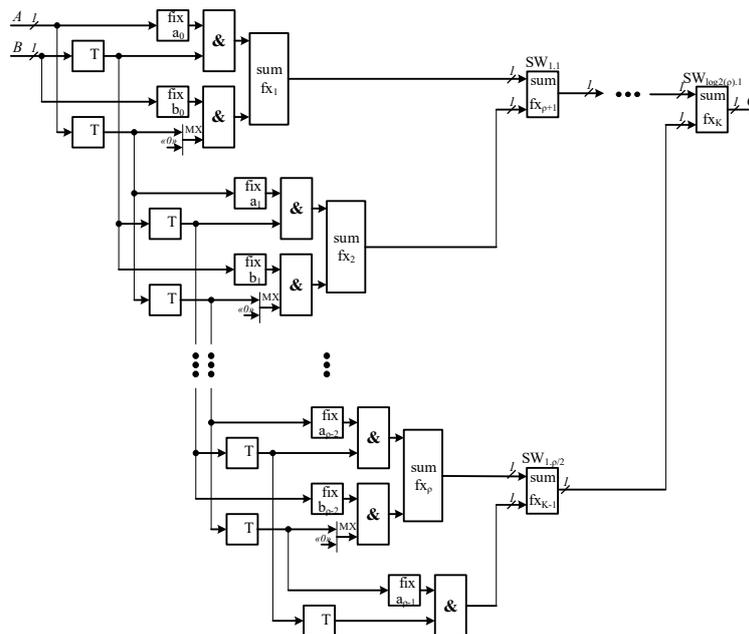


Рис. 5. Блок схема mul_fx

Умножитель mul_fx , кроме описанных выше элементов «и» $\&$, T и sum_fx , содержит блоки fix_a_i и fix_b_i , реализующие функции регистров-защёлок для удержания в течении $2 \cdot \rho$ тактов i -х разрядов a_i и b_i мантисс $Mn_a = \langle a_0, a_1, a_2, \dots, a_{\rho-1} \rangle$ и $Mn_b = \langle b_0, b_1, b_2, \dots, b_{\rho-1} \rangle$, где ρ – разрядность перемножаемых мантисс Mn_a , Mn_b . Все остальные разряды $\langle a_{i+1}, \dots, a_{\rho-1} \rangle$ и $\langle b_{i+1}, \dots, b_{\rho-1} \rangle$ умножаются соответственно на a_i

и b_i . Формируемые частичные суммы поступают на дерево одноразрядных сумматоров $\text{sum } f_{p+1}, \dots, f_k$ для формирования произведения в канале C . Так как разрядность C равна сумме разрядностей множителей A и B , то чтобы последующие операнды на вход можно подавать со скважностью 2.

В приведенной модели глубина логики не больше четырех элементов, а наибольшая степень разветвлённости сигналов равняется четырем, что теоретически соответствует требованиям к глубине логики и разветвленности сигналов в ФУ ЦФВМ. В результате проблема затухания сигнала стоит не так остро, что позволит реализовать ФУ на требуемой частоте (порядка 1 ТГц).

ФУ реализуемы при наличии какого-либо базиса логических элементов и синхронных RS-триггеров, достаточной коммутационной системы и могут быть подвергнуты существенной переработке в зависимости от элементной базы примитивов.

Оценка эффективности предлагаемых решений. Исследования производительности ЦФВМ со структурной организацией вычислений проводились на функциональном макете ЦФВМ, выполненном на РВС «Терциус-2Т» [28]. Синтезирована вычислительная структура умножения матрицы на вектор с последовательной обработкой данных младшими разрядами вперёд в стандарте IEEE 754, включающая в себя 50 сумматоров и 50 умножителей и работающая на частоте 500 МГц. Функциональная работоспособность предлагаемых решений полностью подтверждена. Исследования показали, что при условии реализации вычислительной структуры в базисе ЦФВМ на частоте 1 ТГц будет достигнута производительность, которую можно оценить по формуле:

$$P = \frac{f}{\rho \cdot D} \cdot N = \frac{10^{12}}{32 \cdot 3} \cdot 100 = 1,041 \text{ ТФлопс},$$

где f – частота работы устройства, N – число устройств, ρ – разрядность операндов; D – скважность данных. Скважность необходима из-за увеличения разрядности промежуточных значений.

Для сравнения: ядро процессора Intel Core i5-9600K, работающего на частоте 3,7 ГГц, имеет пиковую производительность 6,29 ГФлопс [https://setiathome.berkeley.edu/cpu_list.php]. Таким образом, всего 100 одноразрядных ФУ, построенных на фотонной логике на основе рассмотренных схем, имеют производительность в 160 раз большую по сравнению с ядром процессора.

Заключение. Описанные в статье архитектура ЦФВМ и подходы к построению функциональных устройств в перспективе позволят эффективно задействовать доступный вычислительный ресурс ЦФВМ и сохранить выигрыш по производительности над микроэлектронными устройствами за счёт более высокой частоты обработки данных.

Предложенные схемы построения основных арифметических операций в стандарт IEEE 754 обеспечивают базовый функционал в ходе решения задач математической физики. Дальнейшие исследования предлагаемой архитектуры ЦФВМ и развитие функциональных возможностей её элементов потенциально позволяют расширить класс эффективно решаемых на ЦФВМ задач, требующих высокой точности вычислений.

Проведенные авторами оценки показывают, что ЦФВМ с архитектурой потоков данных и структурной организацией вычислений при решении вычислительно-трудоемких задач математической физики в настоящее время имеют потенциальную возможность обеспечить производительность, превосходящую на два и более десятичных порядка производительность современных вычислительных систем.

Исследование выполнено в рамках научной программы Национального центра физики и математики (проект «Национальный центр исследования суперкомпьютеров»).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Черняк Л. Закон Амдала и будущее многоядерных процессоров // Открытые системы. СУБД. – 2009. – № 04. – URL: <https://www.osp.ru/os/2009/04/9288815/> (дата обращения 15.09.2023).
2. Moore Gordon. No Exponential is Forever: But “Forever” Can Be Delayed! // International Solid–State Circuits Conference (ISSCC), 2003. Session 1. Plenary 1.1. of the IEEE, November 2003. – Vol. 91, No. 11. – P. 1934-1939.
3. Benioff P. Quantum mechanical hamiltonian models of turing machines (англ.) // Journal of Statistical Physics (англ.) рус.: journal. – 1982. – Vol. 29, No. 3. – P. 515-546. – DOI: 10.1007/BF01342185.
4. D-Wave Announces General Availability of First Quantum Computer Built for Business. – <https://www.dwavesys.com/company/newsroom/press-release/d-wave-announces-general-availability-of-first-quantum-computer-built-for-business/> (дата обращения 15.09.2023).
5. Dalzell A.M., Harrow A.W., Koh D.E., Placa R.L.L. How many qubits are needed for quantum computational supremacy? // Quantum. – 2020. – 4, 264. – DOI: 10.48550/arXiv.1805.05224.
6. Патент № 2677119 С1 Российская Федерация, МПК G02F 3/00, G02F 1/095. Полностью оптический логический базис на основе микрокольцевого резонатора: № 2018111870: заявл. 02.04.2018 : опубли. 15.01.2019 / В.В. Шубин, К.И. Балашов; заявитель Российская Федерация, от имени которой выступает Государственная корпорация по атомной энергии "Росатом", Федеральное государственное унитарное предприятие "Российский федеральный ядерный центр - Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики" (ФГУП "РФЯЦ-ВНИИЭФ").
7. Tamer A. Moniem All-optical XNOR gate based on 2D photonic-crystal ring resonators // Quantum Electronics. – 2017. – 47 (2). – 169. – DOI: 10.1070/QEL16279.
8. Next generation photonic memory devices are ‘light-written’, ultrafast and energy efficient, 2019. – Режим доступа: <https://www.tue.nl/en/news/news-overview/10-01-2019-next-generation-photonic-memory-devices-are-light-written-ultrafast-and-energy-efficient/> (дата обращения: 15.09.2023).
9. Using light for next-generation data storage, 2018. – Режим доступа: <https://phys.org/news/2018-06-next-generation-storage.html> (дата обращения: 15.09.2023).
10. Zhang Q., Xia Z., Cheng YB. et al. High-capacity optical long data memory based on enhanced Young’s modulus in nanoplasmonic hybrid glass composites // Nat Commun. – 2018. – 9 (1). – 1183. – DOI: 10.1038/s41467-018-03589-y.
11. Гордеев А., Войтович В., Святец Г. Перспективные фотонные и фононные отечественные технологии для терагерцовых микропроцессоров, ОЗУ и интерфейса со сверхнизким энергопотреблением // Современная электроника. – № 2, 22. – Режим доступа: <https://www.soel.ru/online/perspektivnye-fotonnye-i-fononnye-otechestvennye-tehnologii-dlya-teragertsovykh-mikroprotssorov-o/> (дата обращения: 15.09.2023).
12. Стариков П.С. Оптические корреляторы изображений: история и современное состояние // HOLOEXPO 2019: XVI международная конференция по голографии и прикладным оптическим технологиям: Тезисы докладов. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2019. – С. 82-90.
13. Lugt A.V. Signal detection by complex spatial filtering // IEEE Transactions on Information Theory. – April 1964. – Vol. 10, Issue 2. – P. 139-145. – DOI: 10.1109/TIT.1964.1053650.
14. Henri H. Arsenault, Yunlong Sheng. An Introduction to Optics in Computers. Vol. 8 of Tutorial texts in optical engineering. – SPIE Press, 1992. – DOI: 10.1117/3.2569178.
15. Richard V. Stone; Frederick F. Zeise and Peter S. Guilfoylev "DOC II 32-bit digital optical computer: optoelectronic hardware and software" // Proc. SPIE 1563, Optical Enhancements to Computing Technology, 267 (December 1, 1991). – DOI: 10.1117/12.49689.
16. Jacob Barhen, Charlotte Kotas, Travis S Humble, Pramita Mitra, Neena Imam, Mark ABuckner, and Michael R Moore. High performance fit on multicore processors // In 2010Proceedings of the Fifth International Conference on Cognitive Radio Oriented WirelessNetworks and Communications. – IEEE, 2010. – P. 1-6. – DOI: 10.4108/ICST.CROWNCOM2010.9283.
17. Степаненко С.А. Интерференционные логические элементы // Доклады Российской академии наук. Математика, информатика, процессы управления. – 2020. – Т. 493. – С. 68-73.
18. Кузнецова О.В., Сперанский В.С. Решение задач обработки оптических сигналов без оптоэлектронного преобразования // Телекоммуникация и транспорт. Т-Comm. – 2012. – № 8. – С. 35-39.

19. Xiaoting Wu, Jinping Tian, Rongcao Yang. A Type of All-Optical Logic Gate Base on Graphene Surface Plasmon Polaritons // *Optics Communications*. – 2017. – Vol. 403. – P. 185-192.
20. Papaioannou M., Plum E., Valente J., Rogers E.T.F., Zheludev N.I. All-Optical Multichannel Logic Based on Coherent Perfect Absorption in a Plasmonic Metamaterial // *APL PHOTONICS*. – 2016. – No. 1. 090801. – <https://doi.org/10.1063/1.4966269>.
21. Hussein M.E., Tamer A.Ali, Nadia H.Rafab. New Design of a Complete Set of Photonic Crystals Logic Gates // *Optics Communications*. – 2018. – Vol. 411. – P. 175-181. – DOI: 10.1016/j.optcom.2017.11.043.
22. Степаненко С.А. Фотонная вычислительная машина. Принципы реализации. Оценки параметров // *Доклады Академии наук*. – 2017. – Т. 476, № 4. – С. 389-394. – DOI: 10.1134/S1064562417050234.
23. Левин И.И., Сорокин Д.А., Касаркин А.В. Перспективная архитектура цифровой фотонной вычислительной машины // *Известия ЮФУ. Технические науки*. – 2022. – № 6 (230). – С. 61-71. – ISSN 1999-9429. – DOI: 10.18522/2311-3103-2022-6-61-71.
24. Sorokin D.A., Kasarkin A.V., Podoprigora A.V. Elements of a Digital Photonic Computer // *Supercomputing Frontiers and Innovations*. – 2023. – Vol. 10, No. 2. – P. 62-76. – DOI: <https://doi.org/10.14529/jsfi230205>.
25. Беседин И.В., Дмитренко Н.Н., Каляев И.А., Левин И.И., Семерников Е.А. Семейство базовых модулей для построения реконфигурируемых вычислительных систем со структурно-процедурной организацией вычислений // *Научный сервис в сети Интернет: Труды Всероссийской конференции – МГУ, РГУ, ИВТ РАН, 2006*. – С. 47-49.
26. Каляев И.А., Левин И.И. Реконфигурируемые мультимногоядерные вычислительные системы для решения потоковых задач // *Информационные технологии и вычислительные системы*. – 2011. – № 2. – С. 12-22.
27. Kalyaev I.A., Levin I.I., Semernikov E.A., Shmoilov V.I. *Reconfigurable Multipipeline Computing Structures* Published by Nova Science Publishers, Inc. (New York, USA). 2012. – 345 p. – ISBN: 978-1-61942-854-6.
28. НИЦ СЭ и НК. Терциус-2. © Copyright 2004-2018. ООО "НИЦ супер-ЭВМ и нейрокомпьютеров". – <http://superevm.ru/index.php?page=tertsius-2> (дата обращения: 15.09.2023).

REFERENCES

1. Chernyak L. Zakon Amdala i budushchee mnogoyadernykh protsessorov [Amdahl's Law and the future of multi-core processors], *Otkrytye sistemy. SUBD* [Open Systems. DBMS], 2009, No. 04. Available at: <https://www.osp.ru/os/2009/04/9288815/> (accessed 15 September 2023).
2. Moore Gordon. No Exponential is Forever: But "Forever" Can Be Delayed!, *International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), 2003. Session 1. Plenary 1.1. of the IEEE, November 2003*, Vol. 91, No. 11, pp. 1934-1939.
3. Benioff P. Quantum mechanical hamiltonian models of turing machines (англ.) // *Journal of Statistical Physics*, 1982, Vol. 29, No. 3, pp. 515-546. DOI: 10.1007/BF01342185.
4. D-Wave Announces General Availability of First Quantum Computer Built for Business. Available at: <https://www.dwavesys.com/company/newsroom/press-release/d-wave-announces-general-availability-of-first-quantum-computer-built-for-business/> (accessed 15 September 2023).
5. Dalzell A.M., Harrow A.W., Koh D.E., Placa R.L.L. How many qubits are needed for quantum computational supremacy?, *Quantum*, 2020, 4, 264. DOI: 10.48550/arXiv.1805.05224.
6. Shubin V.V., Balashov K.I. Patent № 2677119 C1. Rossiyskaya Federatsiya, MPK G02F 3/00, G02F 1/095. Polnost'yu opticheskiy logicheskiy bazis na osnove mikrokol'tsevogo rezonatora [Patent No. 2677119 C1. Russian Federation, IPC G02F 3/00, G02F 1/095. All-optical logic basis based on a microring resonator: No. 2018111870]: zayavl. 02.04.2018: opubl. 15.01.2019; declared 04/02/2018: publ. 01/15/2019; The applicant is the Russian Federation, on behalf of which the State Atomic Energy Corporation "Rosatom", the Federal State Unitary Enterprise "Russian Federal Nuclear Center - All-Russian Research Institute of Experimental Physics" (FSUE "RFNC-VNIIEF") acts.
7. Tamer A. Moniem All-optical XNOR gate based on 2D photonic-crystal ring resonators, *Quantum Electronics*, 2017, 47 (2), 169. DOI: 10.1070/QEL16279.
8. Next generation photonic memory devices are 'light-written', ultrafast and energy efficient, 2019. Available at: <https://www.tue.nl/en/news/news-overview/10-01-2019-next-generation-photonic-memory-devices-are-light-written-ultrafast-and-energy-efficient/> (accessed 15 September 2023).

9. Using light for next-generation data storage, 2018. Available at: <https://phys.org/news/2018-06-next-generation-storage.html> (accessed 15 September 2023).
10. Zhang Q., Xia Z., Cheng YB. et al. High-capacity optical long data memory based on enhanced Young's modulus in nanoplasmonic hybrid glass composites, *Nat Commun.*, 2018, 9 (1), 1183. DOI: 10.1038/s41467-018-03589-y.
11. Gordeev A., Voytovich V., Svyatets G. Perspektivnye fotonnye i fononnye otechestvennye tekhnologii dlya teragertsovykh mikroprotessorov, OZU i interfeysa so sverkhnikkim energopotrebleniem [Promising photonic and phonon domestic technologies for terahertz microprocessors, RAM and interface with ultra-low power consumption], *Sovremennaya elektronika* [Modern Electronics.], No. 2, 22. Available at: <https://www.soel.ru/online/perspektivnye-fotonnye-i-fononnye-otechestvennye-tekhnologii-dlya-teragertsovykh-mikroprotessorov-o/> (accessed 15 September 2023).
12. Starikov R.S. Opticheskie korrelyatory izobrazheniy: istoriya i sovremennoe sostoyanie [Optical image correlators: history and current state], *HOLOEXPO 2019: XVI mezhdunarodnaya konferentsiya po golografii i prikladnym opticheskim tekhnologiyam: Tezisy dokladov* [HOLOEXPO 2019: XVI International Conference on Holography and Applied Optical Technologies: Abstracts]. Moscow: MGTU im. N.E. Bauman, 2019, pp. 82-90.
13. Lugt A.V. Signal detection by complex spatial filtering, *IEEE Transactions on Information Theory*, April 1964, Vol. 10, Issue 2, pp. 139-145. DOI: 10.1109/TIT.1964.1053650.
14. Henri H. Arsenault, Yunlong Sheng. An Introduction to Optics in Computers. Vol. 8 of Tutorial texts in optical engineering. SPIE Press, 1992. DOI: 10.1117/3.2569178.
15. Richard V. Stone; Frederick F. Zeise and Peter S. Guilfoylev "DOC II 32-bit digital optical computer: optoelectronic hardware and software", *Proc. SPIE 1563, Optical Enhancements to Computing Technology*, 267 (December 1, 1991). DOI: 10.1117/12.49689.
16. Jacob Barhen, Charlotte Kotas, Travis S Humble, Pramita Mitra, Neena Imam, Mark ABuckner, and Michael R Moore. High performance fft on multicore processors, *In 2010Proceedings of the Fifth International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*. IEEE, 2010, P. 1-6. DOI: 10.4108/ICST.CROWNCOM2010.9283.
17. Stepanenko S.A. Interferentsionnye logicheskie elementy [Interference logic elements], *Doklady Rossiyskoy akademii nauk. Matematika, informatika, protsessy upravleniya* [Reports of the Russian Academy of Sciences. Mathematics, computer science, management processes], 2020, Vol. 493, pp. 68-73.
18. Kuznetsova O.V., Speranskiy V.S. Reshenie zadach obrabotki opticheskikh signalov bez optoelektronogo preobrazovaniya [Solving problems of processing optical signals without optoelectronic conversion], *Telekommunikatsiya i transport. T-Comm* [Telecommunication and transport. T-Comm], 2012, No. 8, pp. 35-39.
19. Xiaoting Wu, Jinping Tian, Rongcao Yang. A Type of All-Optical Logic Gate Base on Graphene Surface Plasmon Polaritons, *Optics Communications*, 2017, Vol. 403, pp. 185-192.
20. Papaioannou M., Plum E., Valente J., Rogers E.T.F., Zheludev N.I. All-Optical Multichannel Logic Based on Coherent Perfect Absorption in a Plasmonic Metamaterial, *APL PHOTONICS*, 2016, No. 1. 090801. Available at: <https://doi.org/10.1063/1.4966269>.
21. Hussein M.E., Tamer A.Ali, Nadia H.Rafab. New Design of a Complete Set of Photonic Crystals Logic Gates, *Optics Communications*, 2018, Vol. 411, pp. 175-181. DOI: 10.1016/j.optcom.2017.11.043.
22. Stepanenko S.A. Fotonnaya vychislitel'naya mashina. Printsipy realizatsii. Otsenki parametrov [Photonic computer. Implementation principles. Parameter estimates], *Doklady Akademii nauk* [Reports of the Academy of Sciences], 2017, Vol. 476, No. 4, pp. 389-394. DOI: 10.1134/S1064562417050234.
23. Levin I.I., Sorokin D.A., Kasarkin A.V. Perspektivnaya arkhitektura tsifrovoy fotonnoy vychislitel'noy mashiny [Promising architecture of a digital photonic computing machine], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2022, No. 6 (230), pp. 61-71. ISSN 1999-9429. DOI: 10.18522/2311-3103-2022-6-61-71.
24. Sorokin D.A., Kasarkin A.V., Podoprigora A.V. Elements of a Digital Photonic Computer, *Supercomputing Frontiers and Innovations*, 2023, Vol. 10, No. 2, pp. 62-76. DOI: <https://doi.org/10.14529/jsfi230205>.
25. Besedin I.V., Dmitrenko N.N., Kalyaev I.A., Levin I.I., Semernikov E.A. Semeystvo bazovykh moduley dlya postroeniya rekonfiguriruemyykh vychislitel'nykh sistem so strukturno-protsedurnoy organizatsiey vychisleniy [A family of basic modules for building reconfigurable computing systems with a structural and procedural organization of calculations], *Nauchnyy*

- servis v seti Internet: Tr. Vserossiyskoy konferentsii – MGU, RGU, IVT RAN, 2006* [Scientific service on the Internet: Proceedings of the All-Russian Conference - Moscow State University, Russian State University, ICT RAS, 2006], pp. 47-49.
26. *Kalyaev I.A., Levin I.I. Rekonfiguriruyemye multikonveyernye vychislitel'nye sistemy dlya resheniya potokovykh zadach* [Reconfigurable multi-pipeline computing systems for solving streaming problems], *Informatsionnye tekhnologii i vychislitel'nye sistemy* [Information technologies and computing systems], 2011, No. 2, pp. 12-22.
27. *Kalyaev I.A., Levin I.I., Semernikov E.A., Shmoilov V.I. Reconfigurable Multipipeline Computing Structures* Published by Nova Science Publishers, Inc. (New York, USA). 2012, 345 p. ISBN: 978-1-61942-854-6.
28. NITS SE i NK. Tertsius-2. © Copyright 2004-2018. ООО "NITS super-EVM i neyrokomp'yuterov" [Research Center for SE and NK. Tertsius-2. © Copyright 2004-2018. LLC "Research Center for Super-Computers and Neurocomputers"]. Available at: <http://superevm.ru/index.php?page=tertsius-2> (accessed 15 September 2023).

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. Ю.А. Кравченко.

Левин Илья Израилевич – Южный федеральный университет; e-mail: iilevin@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +78634361608; зав. кафедрой интеллектуальных и многопроцессорных систем; д.т.н.; профессор.

Сорокин Дмитрий Анатольевич – НИЦ супер-ЭВМ и нейрокомпьютеров; e-mail: jotun@inbox.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +79508668253; начальник отдела; к.т.н.

Касаркин Алексей Викторович – e-mail: kav589@mail.ru; тел.: +79045065636; научный сотрудник; к.т.н.

Levin Ilya Izrailevich – Southern Federal University, Taganrog, Russia; e-mail: iilevin@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634361608; head of department; dr. of eng. sc.; professor.

Sorokin Dmitriy Anatolyevich – Supercomputers and Neurocomputers Research Center; e-mail: jotun@inbox.ru; Taganrog, Russia; phone: +79508668253; chief of department; cand. of eng. sc.

Kasarkin Alexey Viktorovich – e-mail: kav589@mail.ru; phone: +79045065636; research scientist; cand. of eng. sc.

УДК 621.396.96:551

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-162-178

В.Т. Лобач, А.Н. Бакуменко

ОЦЕНКА ИНТЕНСИВНОСТИ ФЛУКТУАЦИЙ НАПРЯЖЕНИЯ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ПРИ МАЛЫХ НЕРОВНОСТЯХ ОТРАЖАЮЩЕЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Работа посвящена исследованиям отражений электромагнитных полей от поверхностей, удовлетворяющих ограничениям метода Кирхгофа. Анализ известных в области дифракции волн работ позволяет сделать вывод о том, что решения задач дифракции волн статистически неровными поверхностями в той или иной мере упрощается принятием упрощающих гипотез. Среди основных упрощений следует назвать: ограничение площадок облучения и, как следствие, фиксация амплитудных множителей интегрируемых выражений, отказ от учета изменчивости локальных значений коэффициента отражения Френеля, решение однопозиционной задачи дифракции волн в условиях совмещения точек излучения и приема, изотропный характер пространственной структуры отражающей поверхности. В работе решается задача оценки интенсивности флуктуаций напряжения радиолокационного сигнала, отраженного мелкомасштабной взволнованной морской поверхностью, без принятия перечисленных упрощающих гипотез. На основе общего решения для полей рассеяния основных поляризацій, полученных в рамках метода Кирхгофа, анализируются аналитические решения для интенсивности флуктуаций комплексной амплитуды

поля и мощности некогерентной составляющей отраженного сигнала. Соотношения, полученные для случая малых высот неровностей поверхности, показывают их отличия от известных результатов. Получены функциональные зависимости интенсивности флуктуаций комплексной амплитуды поля и мощности некогерентной составляющей от электрических параметров отражающей поверхности, от величины пространственного разнесения передающей и приемной антенн, от длины волн и длины гребней морских волн, от ширины диаграммы направленности антенны (ДНА) и от величины наклонов поверхности. Пространственное разнесение передающей и приемной антенн снижает величину мощности некогерентной составляющей. Влияние разнесения ослабевает по мере расширения ДНА и увеличения высоты полета. По мере увеличения длины морских волн и длины гребней морских волн степень их влияния на величину мощности некогерентной составляющей ослабевает. Ослабевает она также по мере расширения ширины ДНА и с уменьшением длины радиоволны. Показано, что в декаметровом диапазоне радиоволн, учет наклонов поверхности приводит к изменению интенсивности флуктуаций отраженного сигнала на единицы процентов лишь при длинах морских волн, приближающихся по величине к длине радиоволны.

Интенсивность флуктуаций; дифракция волн; морская поверхность; модель рассеяния сигнала; длина волны, длина гребня морской волны.

V.T. Lobach, A.N. Bakumenko

INTENSITY OF REFLECTED SIGNAL VOLTAGE FLUCTUATIONS AT SMALL IRREGULARITIES OF THE REFLECTING SEA SURFACE

The work is devoted to the study of reflections of electromagnetic fields from images corresponding to the limitations of the Kirchhoff method. An analysis of wave work known in the field of diffraction allows us to conclude that solutions to problems of diffraction of wave characteristics by uneven surfaces are reduced to one degree or another when deriving simplifying hypotheses. Among the main simplifications are: limitation of radiation areas and, as a theory, fixation of multipliers of integrated expressions, refusal to take into account the variability of local indicators of the Fresnel reflection coefficient, solution of a single-position problem of wave diffraction in conditions of combining points and reception, isotropic nature of the spatial structure of the reflecting surface. The work solves the problem of estimating the range of voltage fluctuations of a radar signal reflecting a small-scale rough sea surface, without accepting the main simplifying hypotheses. Based on the general solution for the scattering fields of the main polarizations obtained within the Kirchhoff method, analytical solutions for the intensity of fluctuations of the complex amplitude of the field and the power of the incoherent component of the reflected signal are analyzed. The relations obtained for the case of small heights of surface irregularities show their differences from the known results. Functional dependences of the intensity of fluctuations of the complex amplitude of the field and the power of the incoherent component on the electrical parameters of the reflecting surface, on the magnitude of the spatial separation of the transmitting and receiving antennas, on the wavelength and length of sea wave crests, on the width of the antenna radiation pattern (APP) and on the magnitude of the surface inclinations were obtained. Spatial separation of the transmitting and receiving antennas reduces the amount of power of the incoherent component. The effect of diversity weakens as the beam expands and the flight altitude increases. As the length of sea waves and the length of sea wave crests increase, the degree of their influence on the power of the incoherent component weakens. It also weakens as the width of the bottom expands and with a decrease in the radio wavelength. It is shown that in the decimeter range of radio waves, taking into account the slopes of the surface leads to a change in the intensity of fluctuations of the reflected signal by a few percent only at sea wavelengths approaching the radio wave length.

Fluctuation intensity; diffraction wave; sea surface; signal scattering model; wavelength; the length of the crest of a sea wave.

Введение. При решении задач обнаружения, распознавания и селекции объектов на фоне подстилающей морской поверхности, а также при радиолокации самой морской поверхности, необходимо знание статистических характеристик радиосигналов, отраженных этой поверхностью. Исследование подобных характеристик должно проводиться в неразрывной связи с физической природой отражения электромагнитных волн и с учетом механизмов формирования отражающей водной поверхности.

За последние десятилетия достигнут значительный прогресс в разработке теоретических принципов и аппаратуры для дистанционного (неконтактного) исследования характеристик земной и водной поверхностей. В общей проблеме исследования Мирового океана важное место занимают задачи, связанные с созданием методов и технических средств неконтактного определения параметров морского волнения. Неуклонное стремление к повышению безопасности полетов гидросамолетов привело к формированию требований об обязательном инструментальном определении и регистрации на борту всех навигационных параметров, в том числе специфической для такого типа самолетов информации о параметрах водной поверхности.

Радиолокационные способы измерения параметров морского волнения с борта летательного аппарата, эффективность которых практически не зависит от метеорологических условий, имеют несомненные преимущества и позволяют проводить оперативные измерения на больших акваториях океана.

Постановка задачи. Несмотря на то, что вопросам исследования характеристик радиосигналов, отраженных от статистически неровной поверхности, и радиолокационным методам измерения параметров морской поверхности посвящено значительное число работ, вряд ли можно считать завершенными исследования в этой области. Радиолокационные методы измерения параметров морского волнения должны базироваться на теории рассеяния радиоволн на статистически неровной (морской) поверхности. Значительный вклад в развитие этой теории внесли советские учёные [1–17], зарубежные исследователи [23–27] и др.

Систематизация и анализ известных в области дифракции волн работ [1–6] позволяет сделать вывод о том, что наиболее разработанными теоретическими методами решения задач дифракции волн статистически неровными поверхностями являются методы Кирхгофа и малых возмущений. Известен целый ряд работ, посвященных исследованиям отражений электромагнитных полей от поверхностей, удовлетворяющих ограничениям этих методов [4, 1]. Однако постановка задачи в известных работах в той или иной мере упрощается принятием одной или нескольких упрощающих гипотез. Среди основных упрощений следует назвать: ограничение площадок облучения и, как следствие, фиксация амплитудных множителей интегрируемых выражений, отказ от учета изменчивости локальных значений коэффициента отражения Френеля, решение однопозиционной задачи дифракции волн в условиях совмещения точек излучения и приема, изотропный характер пространственной структуры отражающей поверхности. В связи с этим, представляется целесообразным решение задачи дифракции электромагнитных волн взволнованной морской поверхностью, в условиях ограничения перечисленных упрощающих гипотез.

В общем случае стохастический характер полей рассеяния функционально определен статистическими неоднородностями пространственно-временной структуры геометрической формы $z=h(x,y)$ и комплексной диэлектрической проницаемости $\varepsilon(x,y)$ отражающей поверхности. В силу независимости случайных

величин h и ε анализ статистических характеристик полей как функций пространственно-временных неоднородностей могут проводиться раздельно. Практически, в большинстве случаев, размеры разрешаемого (облучаемого) участка поверхности значительно превышают радиус корреляции поверхности, и число локальных участков когерентного отражения может быть весьма велико. Результат же некогерентного сложения этих "локальных" случайных полей, в силу центральной предельной теоремы теории вероятности может быть описан нормальным законом распределения плотности вероятности. Таким образом, в статистическом смысле исчерпывающими статистическими характеристиками отраженного поля являются среднее поле и моменты второго порядка.

Наряду со средним значением комплексной амплитуды поля и связанной с ним мощностью регулярной составляющей сигнала на входе приемной антенны [19], значительный интерес представляет второй центральный момент амплитуды поля и мощность флуктуирующей составляющей сигнала.

Описание модели рассеяния сигнала. Пусть из точки $A(0,0,z_0)$ (рис. 1.) поверхность S , уравнение которой $z = h(x,y)$, облучается электромагнитной волной. Плоскость $z=0$ является средней для поверхности S , $z_0 \gg h$. Направление на элементарную площадку поверхности с точкой $M(x,y,h)$ определяется углами α , β . Диаграмма направленности излучающей антенны аппроксимируется функцией $G_1(\alpha, \beta)$. Рассматриваемая область ограничена неровной поверхностью S и полусферой достаточно большого радиуса, расположенной в полупространстве $z>0$. На поверхности S имеется разрешаемая площадка S_0 , определяемая диаграммой направленности антенны $G_1(\alpha, \beta)$ и расстоянием до источника излучения R_1 . Будем предполагать, что на всей замкнутой поверхности, поле отлично от 0 только на площадке S_0 . Для расчета поля на поверхности S_0 , следуя работам [2, 3] и другим, будем предполагать, что рассеивающая поверхность S_0 гладкая в каждой ее точке. Поле можно представить в виде падающего поля и поля отраженного от плоскости, касательной к поверхности в данной ее точке. Значение напряженности поля отраженной волны будем находить по законам зеркального отражения, что допустимо для таких неровностей, радиус кривизны которых значительно больше длины облучающей волны, а затенение одних элементов поверхности другими отсутствует. Перечисленные требования имеют место при выполнении условий

$$4\pi r_x \cos \varphi \gg \lambda; 4\pi r_y \cos \varphi \gg \lambda; \operatorname{tg} \eta_x < 0,2; \operatorname{tg} \eta_y < 0,2,$$

где r_x и r_y – локальные радиусы кривизны поверхности, а η_x и η_y – углы наклона поверхности в направлении координатных осей Ox и Oy ; φ – угол между направлением облучения и нормалью n^0 к поверхности $h(x,y)$ в точке M .

Определим интенсивность флуктуаций (второй момент) комплексной амплитуды напряжения на выходе приемной антенны основной поляризации, пользуясь результатами работы [19].

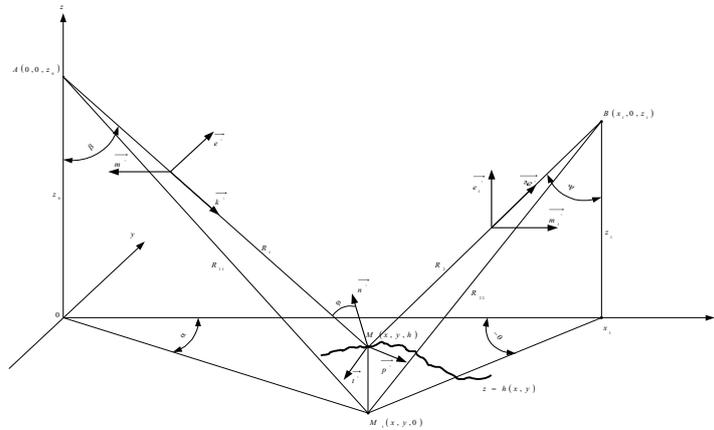


Рис. 1. Геометрия радиолокационного зондирования отражающей

Амплитуда напряжения на выходе приемной антенны связана с амплитудой напряженности электрического поля соотношением [2]

$$\dot{U} = \dot{E} h_q G_2(\psi, \theta),$$

где

$$\dot{E} = \frac{ikQ_1}{4\pi z_0 z_1} \iint_D G_1(\alpha, \beta) \cos \beta \cos \psi \exp \left\{ ik \left[h(x, y) (\cos \beta + \cos \psi) - (R_{11} + R_{22}) \right] \right\} \left(A + D \frac{\partial h}{\partial x} + P \frac{\partial h}{\partial y} \right) dx dy.$$

$G_2(\psi, \theta)$ – диаграмма направленности приемной антенны;

$$h_q = \sqrt{\frac{A_{эф} R_{np}}{120\pi}} - \text{действующая высота приемной антенны. } A_{эф} - \text{эффективная}$$

площадь антенны; R_{np} – активное сопротивление приемной антенны.

Здесь при горизонтальной поляризации излучения [19]

$$A_r = \frac{i}{2} \left(\frac{\sin 2\beta}{\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}}} c_2 - \frac{2\sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \beta}{\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}}} b_1 - \frac{2 \cos^2 \beta}{\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}}} a_2 \right);$$

$$\begin{aligned} \frac{D_r}{P_r} = & +i0,5 \frac{\cos \alpha}{\sin \alpha} \left[\frac{\sqrt{\dot{\epsilon}} \sin 2\beta}{(\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}})^2} b_1 - \frac{\sqrt{\dot{\epsilon}} \sin 2\beta}{(\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}})^2} a_2 - \frac{2\sqrt{\dot{\epsilon}} \sin \beta}{\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}}} b_1 - \frac{\sin 2\beta}{\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}}} a_2 + \right. \\ & \left. + \frac{2\sqrt{\dot{\epsilon}} \sin^2 \beta}{(\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}})^2} c_2 - \frac{2 \cos^2 \beta}{\sqrt{\dot{\epsilon}} + \cos \beta} c_2 \right] + i0,5 \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha} \left[\frac{2(1-\dot{\epsilon}) \sin \beta}{\dot{\epsilon} \sqrt{\dot{\epsilon}}} (a_1 + b_2) - \frac{2\sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \beta}{1 + \cos \beta \sqrt{\dot{\epsilon}}} c_1 \right]; \end{aligned}$$

При вертикальной поляризации

$$A_b = \frac{i}{2} \left(-\frac{b_1 2\sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \beta}{\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}}} - \frac{a_2 2 \cos^2 \beta}{\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}}} + \frac{c_1 \sqrt{\dot{\epsilon}} \sin 2\beta}{1 + \cos \beta \sqrt{\dot{\epsilon}}} - \frac{2\sqrt{\dot{\epsilon}} \sin^2 \beta (\cos \beta - \sqrt{\dot{\epsilon}})}{(\dot{\epsilon} - 1) (\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}})} (b_1 + a_2) \right);$$

$$\frac{D_b}{P_b} = +i \frac{\cos \alpha}{\sin \alpha} \left[\frac{b_1 \sqrt{\dot{\epsilon}} \sin 2\beta}{(\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}})^2} - \frac{a_2 \sqrt{\dot{\epsilon}} \sin 2\beta}{(\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}})^2} - \frac{b_1 2\sqrt{\dot{\epsilon}} \sin \beta}{\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}}} - \frac{a_2 \sin 2\beta}{\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}}} + \right.$$

$$\begin{aligned}
 & \frac{c_1 2\sqrt{\dot{\epsilon}} \sin^2 \beta}{(1 + \sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \beta)^2} - \frac{c_1 2\sqrt{\dot{\epsilon}} \cos^2 \beta}{1 + \sqrt{\dot{\epsilon}} \cos \beta} + \\
 & \left. + \frac{2\sqrt{\dot{\epsilon}} \sin 2\beta (\cos^2 \beta - \dot{\epsilon}) - 4\dot{\epsilon} \sin^3 \beta}{(\dot{\epsilon} - 1)(\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}})^2} (b_1 + a_2) \right] 0,5 \\
 & + i0,5 \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha} \left[\frac{2 \cos \beta}{\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}}} c_2 - \frac{2(1 - \dot{\epsilon}) \sin \beta}{\dot{\epsilon} \sqrt{\dot{\epsilon}}} (a_1 + b_2) \right]; \\
 & a_1 = -\cos \psi \sin(\theta - \alpha); \quad b_1 = \sin \psi \sin \beta - \cos \psi \cos \beta \cos(\theta - \alpha); \\
 & c_1 = \sin \psi \cos \beta + \cos \psi \sin \beta \cos(\theta - \alpha); \quad a_2 = bc_1 - b_1 c = \cos(\theta - \alpha); \\
 & b_2 = a_1 c - ac_1 = \cos \beta \sin(\theta - \alpha); \quad c_2 = ab_1 - a_1 b = \sin \beta \sin(\theta - \alpha). \\
 & M_{2оп} [\dot{U}_{оп} (U'_{оп})^*]^2 = \left(\frac{kQ}{2\pi Z_0^2} \right) \iint_D G^2(x, y) \cos^2 \beta dx dy \iint_D G^2(x', y') \cos^2 \beta' \times \\
 & \times \exp[ik(R'_{11} - R_{11}) + ik(R'_{22} - R_{22})] dx' dy' \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp[-2ik(h' \cos \beta' - h \cos \beta)] \times \\
 & \times \left(\dot{A} + \dot{D} \frac{\partial h}{\partial x} + \dot{P} \frac{\partial h}{\partial y} \right) \left(\dot{A}^* + \dot{D}^* \frac{\partial h'}{\partial x} + \dot{P}^* \frac{\partial h'}{\partial y} \right) W_6 \left(h, h', \frac{\partial h}{\partial x}, \frac{\partial h'}{\partial x}, \frac{\partial h}{\partial y}, \frac{\partial h'}{\partial y} \right) dh dh' \times \\
 & \times d \left(\frac{\partial h}{\partial x} \right) d \left(\frac{\partial h'}{\partial x} \right) d \left(\frac{\partial h}{\partial y} \right) d \left(\frac{\partial h'}{\partial y} \right), \quad (1)
 \end{aligned}$$

где $Q_1 = \sqrt{60 P_a G_o}$; P_a – мощность электромагнитных колебаний, поступающих в передающую антенну; G_o – коэффициент усиления передающей антенны.

Поскольку распределение вероятностей ординат и наклонов поверхности $h(x, y, t)$ подчиняются гауссовой статистике, независимыми оказываются $h(x, y, t)$ и $\frac{\partial h}{\partial x}, \frac{\partial h}{\partial y}$. Тогда многомерный закон распределения вероятностей W_6 записывается в

виде произведения двумерных гауссовых законов с нулевыми средними, дисперсиями $\sigma_h^2, \sigma_{\gamma_x}^2, \sigma_{\gamma_y}^2$ и корреляционными функциями $\rho_h, \rho_{\gamma_x}, \rho_{\gamma_y}$. Учитывая сказанное, равенство (1) принимает вид

$$\begin{aligned}
 & M_{2оп} [\dot{U}_{оп} (U'_{оп})^*]^2 = \left(\frac{kQ}{2\pi Z_0^2} \right)^2 \iint_D G^2(x, y) \cos^2 \beta dx dy \iint_D G^2(x', y') \cos^2 \beta' \times \\
 & \times \exp[ik(R'_{11} - R_{11}) + ik(R'_{22} - R_{22}) - 2(k\sigma_h)^2 (\cos^2 \beta + \cos^2 \beta' - 2\rho_h \cos \beta \cos \beta')] \times \\
 & \times \left[|\dot{A}|^2 + |\dot{D}|^2 \sigma_{\gamma_x}^2 \rho_{\gamma_y} \right] dx' dy'.
 \end{aligned}$$

Следуя методике [18], и учитывая среднее значение комплексной амплитуды поля [19] интенсивность флуктуаций (второй момент) комплексной амплитуды напряжения на выходе приемной антенны основной поляризации запишем в виде

$$\begin{aligned}
M_{2ii}^0 = M_2 \left[\dot{U}_{ii} (\dot{U}'_{ii})^* \right] - M \left[\dot{U}_{ii} \right] M^* \left[\dot{U}'_{ii} \right] = & \left(\frac{kQ}{2\pi z_0^2} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G^2(x, y) G^2(x', y') \times \\
& \times \cos^2 \beta \cos^2 \beta' \exp \left[ik(R'_{11} - R_{11}) + ik(R'_{22} - R_{22}) \right] \left\{ \left| \dot{A} \right|^2 \exp \left[-2k^2 \sigma_h^2 (\cos^2 \beta + \cos^2 \beta' - \right. \right. \\
& \left. \left. - 2\rho_h \cos \beta \cos \beta') \right] - \left| \dot{A} \right|^2 \exp \left(-2k^2 \sigma_h^2 \cos^2 \beta - 2k^2 \sigma_h^2 \cos^2 \beta' \right) + \left[\left| \dot{D} \right|^2 \sigma_{\rho_x}^2 \rho_{\rho_x} + \left| \dot{P} \right|^2 \sigma_{\rho_y}^2 \rho_{\rho_y} \right] \times \right. \\
& \left. \times \exp \left[-2k^2 \sigma_h^2 (\cos^2 \beta + \cos^2 \beta' - 1 \rho_h \cos \beta \cos \beta') \right] \right\} dx dy dx' dy'. \quad (2)
\end{aligned}$$

Дальнейшее решение равенства (2) требует принятия упрощающих предположений относительно параметра $\sigma_s^2 = (2k\sigma_h)^2 \cos \beta \cos \beta'$.

Интенсивность флуктуаций напряжения сигнала при малых неровностях отражающей поверхности. Полагая $\sigma_s^2 \ll 1$, ограничимся в (2) двумя членами разложения экспоненты по параметру σ_s :

$$\begin{aligned}
& \exp \left[-2k^2 \sigma_h^2 (\cos^2 \beta + \cos^2 \beta') + (2k\sigma_h)^2 \rho_h \cos \beta \cos \beta' \right] - \exp \left[-2k^2 \sigma_h^2 (\cos^2 \beta + \cos^2 \beta') \right] \cong \\
& \cong \exp \left[(2k\sigma_h)^2 \rho_h \cos \beta \cos \beta' \right] \exp \left[-2k^2 \sigma_h^2 (\cos^2 \beta + \cos^2 \beta') \right].
\end{aligned}$$

Учитывая также, что радиус корреляции поверхности l_h значительно меньше высоты z_0 , везде в (2) кроме $[(R'_{11} - R_{11}) + (R'_{22} - R_{22})]$ совместим точки $\{x', y'\}$ и $\{x, y\}$.

$$\begin{aligned}
M_{20ii}^0 = & \left(\frac{kQ}{2\pi z_0^2} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_4(x, y) \cos^4 \beta \exp \left[ik(R'_{11} - R_{11}) + ik(R'_{22} - R_{22}) \right] \times \\
& \times \left\{ \left| \dot{A} \right|^2 \rho_h (2k\sigma_h \cos \beta)^2 \exp \left(-4k^2 \sigma_h^2 \cos^2 \beta \right) + \left[\left| \dot{D} \right|^2 \sigma_{\rho_x}^2 \rho_{\rho_x} + \left| \dot{P} \right|^2 \sigma_{\rho_y}^2 \rho_{\rho_y} \right] \times \right. \\
& \left. \times \left[1 - (2k\sigma_h \cos \beta)^2 (1 + \rho_h) \right] \right\} dx dy dx' dy'.
\end{aligned}$$

Окончательно, учитывая малость σ_s , упростим к виду

$$\begin{aligned}
M_{20ii}^0 = & \left(\frac{kQ}{2\pi z_0^2} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_4(x, y) \cos^4 \beta \exp \left[ik(R'_{11} - R_{11}) + ik(R'_{22} - R_{22}) \right] \left[\left| \dot{A} \right|^2 \times \right. \\
& \left. \times \rho_h (2k\sigma_h \cos \beta)^2 \exp \left(-4k^2 \sigma_h^2 \cos^2 \beta \right) + \left[\left| \dot{D} \right|^2 \sigma_{\rho_x}^2 \rho_{\rho_x} + \left| \dot{P} \right|^2 \sigma_{\rho_y}^2 \rho_{\rho_y} \right] \right] dx dy dx' dy'. \quad (3)
\end{aligned}$$

Из геометрии задачи (рис. 2) следует

$$R'_{11} - R_{11} + R'_{22} - R_{22} \approx \frac{(x' - x)(x' + x) + (y' - y)(y' + y)}{z_0} \left(1 + \frac{\Delta z}{2z_0} \right) - \Delta x \frac{x' - x}{z_0} - \Delta y \frac{y' - y}{z_0}.$$

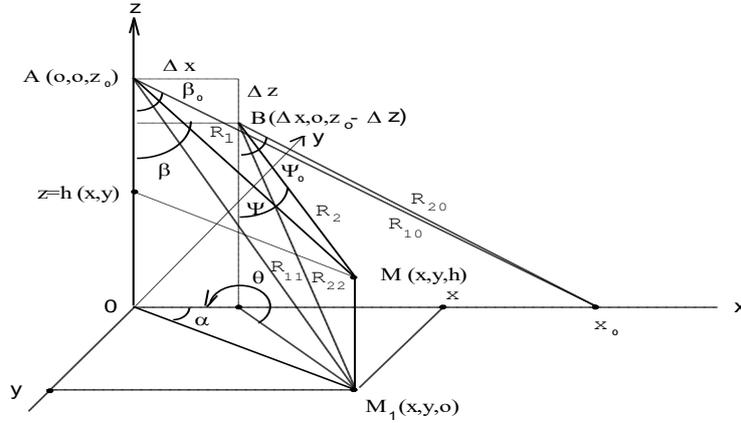


Рис. 2. Геометрия задачи

Положим $x' - x = u$; $y' - y = v$; $dx' - du$; $dy' = dv$, а корреляционные функции аппроксимируем выражениями

$$\rho_h = \exp\left(-\frac{u^2}{l_{hx}^2} - \frac{v^2}{l_{hy}^2}\right) \cos\left(2\pi \frac{v}{\Lambda_y}\right);$$

$$\rho_{yx} = \exp\left(-\frac{u^2 + v^2}{l_{yx}^2}\right); \quad \rho_{yy} = \exp\left(-\frac{u^2 + v^2}{l_{yy}^2}\right).$$

Тогда (3) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} M_{20П}^0 &= \left(\frac{kQ}{2\pi z_0^2}\right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G(x, y) \cos^4 \beta \left\{ |A|^2 \sigma_s^2 \exp(\sigma_s^2) \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} 0,25 \exp\left(d - \frac{u^2}{l_{hx}^2} - \frac{v^2}{l_{hy}^2}\right) \times \right. \\ &\times \left[\exp(ip_x u + ip_y v) + \exp(ip_x u - ip_y v) + \exp(-ip_x u + ip_y v) + \exp(-ip_x u - ip_y v) \right] dudv + \\ &+ |D|^2 \sigma_{yx}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(d - \frac{u^2 + v^2}{l_{yx}^2}\right) dudv + |P|^2 \sigma_{yy}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(d - \frac{u^2 + v^2}{l_{yy}^2}\right) dudv \left. \right\} dx dy, \end{aligned}$$

где

$$p_x = \frac{2\pi}{\Lambda_x}; \quad p_y = \frac{2\pi}{\Lambda_y}; \quad d = \frac{ik}{z_0} \left[(u^2 + v^2) \left(1 + \frac{\Delta z}{2z_0}\right) + u \left(2x - \Delta x + \frac{x\Delta x}{z_0}\right) + v \left(2y - \Delta y + \frac{y\Delta y}{z_0}\right) \right].$$

Определим первое слагаемое последнего равенства, полагая $l_{hx} = l_{hy} = l$:

$$\begin{aligned} M_{21}^0 &= \left(\frac{kQ}{4\pi z_0^2}\right)^2 (2k\sigma_h)^2 \exp(-4k^2\sigma_h^2) \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G^4(x, y) |A|^2 \cos^4 \beta \exp(4k^2\sigma_h^2 \sin^2 \beta) \times \\ &\times \exp\left[\frac{i2ku}{z_0} \left(1 + \frac{\Delta z}{2z_0}\right) x + \frac{i2kv}{z_0} \left(1 + \frac{\Delta z}{2z_0}\right) y \right] dx dy \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(u^2 + v^2) \left(\frac{ik}{z_0} + \frac{ik\Delta z}{2z_0^2} - \frac{1}{l_h^2} \right) \times \end{aligned}$$

$$\times \exp\left(-\frac{ik\Delta x}{z_0}u - \frac{ik\Delta y}{z_0}v\right) \left[\exp(ip_x u + ip_y v) + \exp(ip_x u - ip_y v) + \exp(-ip_x u + ip_y v) + \exp(-ip_x u - ip_y v) \right] dudv \quad (4)$$

Преобразуем множитель $|\dot{A}|^2$:

$$\begin{aligned} |\dot{A}|^2 &= \left[\frac{1}{\sqrt{\dot{\varepsilon}}} \cos^2 \beta - \cos \beta \right] \left[\left(\frac{1}{\sqrt{\dot{\varepsilon}}} \right)^* \cos^2 \beta - \cos \beta \right] = \\ &= \left[\cos^2 \beta - \operatorname{Re} \left(\frac{2}{\sqrt{\dot{\varepsilon}}} \right) \cos^3 \beta + \left| \frac{1}{\sqrt{\dot{\varepsilon}}} \right|^2 \cos^2 \beta \right]. \end{aligned}$$

Решим внутренний интеграл равенства (4) учитывая малость параметра $\left| \frac{1}{\sqrt{\dot{\varepsilon}}} \right|^2$ и принимая, при $0 < \beta < 40^\circ$, аппроксимацию $\cos^2 \beta = \exp\left(-0,7 \frac{x^2 + y^2}{z_0^2}\right)$, а также аппроксимацию диаграммы направленности вида

$$\begin{aligned} G(\alpha, \beta) = G(x, y) &\approx \exp\left\{-1,38 \left[\frac{(x-x_0)^2 \cos^2 \beta_0 + y^2}{\theta_a^2 z_0^2} \right]\right\}, \\ \dot{E} &= \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi r \exp\left[-f_1 r^2 + ir \frac{2k\rho}{z_0} \left(1 + \frac{\Delta z}{2z_0}\right) \cos(\varphi - \alpha)\right] dr d\varphi - \\ &- \alpha_0 \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi r \exp\left[-f_2 r^2 + ir \frac{2k\rho}{z_0} \left(1 + \frac{\Delta z}{2z_0}\right) \cos(\varphi - \alpha)\right] dr d\varphi, \end{aligned}$$

где

$$f_1 = \frac{5,5 - 2,8k^2 \sigma_h^2 \theta_a^2 + 2,4\theta_a^2}{Z_0^2 \theta_a^2}; \quad f_2 = f_1 + \frac{0,4\theta_a^2}{Z_0^2 \theta_a^2}; \quad \alpha_0 = \operatorname{Re} \left(\frac{2}{\sqrt{\dot{\varepsilon}}} \right);$$

$$\rho^2 = u^2 + v^2; u = \rho \cos \alpha; v = \rho \sin \alpha; r^2 = x^2 + y^2; x = r \cos \varphi; y = r \sin \varphi; dx dy = r dr d\varphi.$$

Пользуясь табличными интегралами [20, 21], получим

$$\begin{aligned} I &= \frac{\pi}{f_1} \exp\left[-\frac{k^2}{z_0^2 f_1} \left(1 + \frac{\Delta z}{2z_0}\right)^2 (u^2 + v^2)\right] - \frac{\alpha_0 \pi}{f_2} \exp\left[-\frac{k^2}{z_0^2 f_1} \left(1 + \frac{\Delta z}{2z_0}\right)^2 (u^2 + v^2)\right]; \\ M_{21} &= \frac{\zeta_1}{f_1} \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi \left[\frac{\zeta_1}{f_1} \exp(-\delta_1 \eta^2) - \frac{\alpha_0 \zeta_1}{f_2} \exp(-\delta_2 \eta^2) \right] \left\{ \exp[-ir_{11} \eta \cos(\gamma - \gamma_{11})] + \right. \\ &+ \exp[-ir_{12} \eta \cos(\gamma - \gamma_{12})] + \exp[-ir_{21} \eta \cos(\gamma - \gamma_{21})] + \left. \exp[-ir_{22} \eta \cos(\gamma - \gamma_{22})] \right\} d\eta d\gamma, \quad (5) \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \eta^2 &= u^2 + v^2; \quad u = \eta \cos \gamma; \quad v = \eta \sin \gamma; \quad dudv = \eta d\eta d\gamma; \quad r_{kn} = a_k^2 + b_k^2; \\ a_k &= r_{kn} \cos \gamma_{kn}; \quad b_k = r_{kn} \sin \gamma_{kn}; \quad \operatorname{tg} \gamma_{kn} = \frac{b_n}{a_k}; \quad k=1,2; \quad n=1,2; \\ a_1 &= \frac{k\Delta x}{z_0} - p_x; \quad a_2 = \frac{k\Delta x}{z_0} + p_x; \quad b_1 = \frac{k\Delta y}{z_0} - p_y; \quad b_2 = \frac{k\Delta y}{z_0} + p_y; \\ \delta_{1,2} &= \frac{k^2}{z_0^2 f_{1,2}} + \frac{1}{l_h^2} - i \left(\frac{k}{z_0} + \frac{k\Delta z}{2z_0^2} \right) \cong \frac{k^2}{z_0^2 f_{1,2}}; \quad \varsigma_1 = \left(\frac{kQ}{2\pi z_0^2} \right)^2 \frac{\pi}{4} (2k\sigma_h)^2 (-4k^2\sigma_h^2). \end{aligned}$$

Используя табличные интегралы, выражение (5) преобразуем к виду

$$\begin{aligned} M_{21}^0 &= \frac{\varsigma_1 \pi}{\delta_1 f_1} \sum_{k=1}^2 \sum_{n=1}^2 \exp \left\{ - \frac{(5,5+2,4\theta_a^2) [k^2 (\Delta x^2 + \Delta y^2) + z_0^2 (p_x^2 + p_y^2)]}{4z_0^2 k^2 \theta_a^2} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{[(-1)^k \Delta x p_x + (-1)^n \Delta x p_y] (5,5+2,4\theta_a^2)}{2z_0 k \theta_a^2} \right\} - \frac{\pi \alpha_0}{\delta_2 f_2} \sum_{k=1}^2 \sum_{n=1}^2 \varsigma_1 \times \\ &\times \exp \left\{ - \frac{(5,5+2,8\theta_a^2) [k^2 (\Delta x^2 + \Delta y^2) + z_0^2 (p_x^2 + p_y^2)]}{4z_0^2 k^2 \theta_a^2} - \frac{[(-1)^k \Delta x p_x + (-1)^n \Delta y p_y] (5,5+2,8\theta_a^2)}{2z_0 k \theta_a^2} \right\}. \end{aligned}$$

При широкой диаграмме направленности $\theta_a \geq 1,6$ показатели степени экспонент малы, что позволяет при разложении их в ряд ограничиться первыми двумя членами

$$\begin{aligned} M_{21}^0 &= \left(\frac{Q}{2z_0} \right)^2 (2k\sigma_h)^2 \exp \left[- \frac{(\Delta x^2 + \Delta y^2) (5,5+2,4\theta_a^2)}{4z_0^2 \theta_a^2} - \frac{(p_x^2 + p_y^2) (5,5+2,4\theta_a^2)}{4k^2 \theta_a^2} \right] \times \\ &\times \exp(-4k^2\sigma_h^2) \left\{ 1 - \alpha_0 \exp \left[- \frac{\Delta x^2 + \Delta y^2}{10z_0^2} - \frac{p_x^2 + p_y^2}{10k^2} \right] \right\}. \end{aligned}$$

Очевидно, что в декаметровом диапазоне радиоволн

$$\exp \left(- \frac{\Delta x^2 + \Delta y^2}{10z_0^2} - \frac{p_x^2 + p_y^2}{10k^2} \right) = 1, \text{ тогда окончательно запишем}$$

$$\begin{aligned} M_{21}^0 &= \left(\frac{Q}{2z_0} \right)^2 (2k\sigma_h)^2 \exp(-4k^2\sigma_h^2) \left[1 - \operatorname{Re} \left(\frac{2}{\sqrt{\epsilon}} \right) \right] \times \\ &\times \exp \left\{ - \frac{(5,5+2,4\theta_a^2) [k^2 (\Delta x^2 + \Delta y^2) + z_0^2 (p_x^2 + p_y^2)]}{4k^2 z_0^2 \theta_a^2} \right\}. \end{aligned}$$

Определим мощность флуктуирующей составляющей сигнала на выходе приемной антенны по формуле

$$P_{H1} = \frac{M_{21}^0}{2R_{TP}} = \frac{P_a G_0^2 \lambda^2}{64\pi^2 z_0^2} (2k\sigma_h)^2 \exp(-4k^2\sigma_h^2) \left[1 - \operatorname{Re}\left(\frac{2}{\sqrt{\dot{\varepsilon}}}\right) \right] \times \\ \times \exp\left[-\frac{(\Delta x^2 + \Delta y^2)(5,5 + 2,4\theta_a^2)}{4z_0^2\theta_a^2} - \frac{(p_x^2 + p_y^2)(5,5 + 2,4\theta_a^2)}{4k^2\theta_a^2} \right]. \quad (6)$$

Полученное соотношение отличается от известных [15] наличием функциональной зависимости P_H от электрических параметров отражающей поверхности $\dot{\varepsilon}$ и от величины пространственного разнесения передающей и приемной антенн $(\Delta x^2 + \Delta y^2) = \Delta r^2$. Отметим, что в декаметровом диапазоне радиоволн в диэлектрической проницаемости $\dot{\varepsilon} = \varepsilon - i\varepsilon'$ морской поверхности преобладает мнимая составляющая, а модуль составляет величину $|\dot{\varepsilon}| = (60 \div 250)\lambda$. В таких условиях влиянием множителя $\left[1 - \operatorname{Re}\left(\frac{2}{\sqrt{\dot{\varepsilon}}}\right) \right]$ можно пренебречь, но в случае отражения от земной поверхности это недопустимо, поскольку указанный множитель меньше единицы. Пространственное разнесение передающей и приемной антенн снижает величину P_H . Влияние разнесения Δr ослабевает по мере расширения диаграммы направленности θ_a и увеличения высоты полета z_0 . Уменьшение P_H на 5% имеет место при $\theta_a = 1,6$, $\Delta r/z_0 = 0,2$ и пропорционально возрастает по мере роста $\Delta r/z_0$. Следует также учитывать влияние на величину P_H отношений λ/Λ_x и λ/Λ_y . По мере увеличения длины морских волн и длины гребней морских волн степень их влияния на величину P_H ослабевает. Ослабевает она также по мере расширения ширины диаграммы направленности антенны θ_a и с уменьшением длины радиоволны λ . Оценим степень влияния λ/Λ_x на величину P_H , принимая $\Lambda_y = 2,5\Lambda_x$. График зависимости ошибки смещения ΔP_H от λ/Λ_x при различных значениях ширины диаграммы направленности антенны приведен на рис. 3, из которого следует, что по мере сближения длин поверхностной и радиоволн смещенность оценки P_H резко возрастает.

При $\theta_a = 2,5$; $\lambda = 7,5 \text{ м}$; $\Lambda_x = 3\Lambda_x$ максимальная погрешность ΔP_H в интервале длин волн $15 < \Lambda_x < 90 \text{ м}$ составляет $\pm 5\%$ (относительно точки, соответствующей $\Lambda_x = 22 \text{ м}$).

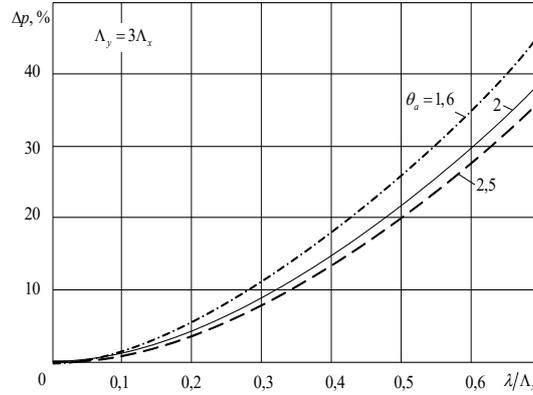


Рис. 3. График зависимости ошибки смещения при различных значениях ширины диаграммы направленности антенны

Для оценки влияния наклонов поверхности на интенсивность амплитуды поля вычислим второе и третье слагаемые в выражении (4).

$$M_{22}^0 = \left(\frac{kQ}{2\pi z_0^2} \right)^2 \int \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{D}|^2 \sigma_{yx}^2 G^4(x, y) \cos^4 \beta dx dy \int \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left(d - \frac{u^2 - v^2}{l_{yx}^2} \right) dudv;$$

$$M_{23}^0 = \left(\frac{kQ}{2\pi z_0^2} \right)^2 \int \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{P}|^2 \sigma_{yx}^2 G^4(x, y) \cos^4 \beta dx dy \int \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left(d - \frac{u^2 + v^2}{l_{yx}^2} \right) dudv$$

где

$$\begin{aligned} \dot{D} = \dot{D}_{оп} = \dot{D}_r = \dot{D}_B = i \frac{\cos \alpha}{2} \left[\frac{2\sqrt{\dot{\epsilon}} \sin 2\beta}{(\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}})^2} - \frac{2\sqrt{\dot{\epsilon}} \sin \beta}{\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}}} + \frac{\sin 2\beta}{\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}}} \right] \approx \\ \approx i \cos \alpha \sin \beta \left(\frac{3 \cos \beta}{\sqrt{\dot{\epsilon}}} - 1 \right); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{P} = \dot{P}_{оп} = \dot{P}_r = \dot{P}_B = -i \frac{\sin \alpha}{2} \left[\frac{2\sqrt{\dot{\epsilon}} \sin 2\beta}{(\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}})^2} - \frac{2\sqrt{\dot{\epsilon}} \sin \beta}{\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}}} + \frac{\sin 2\beta}{\cos \beta + \sqrt{\dot{\epsilon}}} \right] \approx \\ \approx -i \sin \alpha \sin \beta \left(\frac{3 \cos \beta}{\sqrt{\dot{\epsilon}}} - 1 \right); \end{aligned}$$

$$|\dot{D}|^2 = \cos^2 \alpha \sin^2 \beta \left(1 - \frac{6}{\sqrt{|\dot{\epsilon}|}} \cos \beta \cos \frac{\delta}{2} + \frac{9 \cos^2 \beta}{|\dot{\epsilon}|} \right);$$

$$|\dot{P}|^2 = \sin^2 \alpha \cos^2 \beta \left(1 - \frac{6}{\sqrt{|\dot{\epsilon}|}} \cos \beta \cos \frac{\delta}{2} + \frac{9 \cos^2 \beta}{|\dot{\epsilon}|} \right);$$

δ – аргумент комплексной диэлектрической проницаемости $\dot{\epsilon}$.

В декаметровом диапазоне радиоволн $\delta \cong \frac{\pi}{2}$; $|\dot{\epsilon}| > 600$, поэтому

$$|\dot{D}|^2 = \cos^2 \alpha \sin^2 \beta; \quad |\dot{P}|^2 = \cos^2 \alpha \sin^2 \beta.$$

Полагая также $\sigma_{yx} = \sigma_{xy} = \sigma_y$ и $l_{yx} = l_{xy} = l_y$, получим

$$\begin{aligned} M_{22}^0 + M_{23}^0 &= \left(\frac{kQ\sigma_y l_y}{2\sqrt{\pi z_0^2}} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G^4(x, y) \sin^2 \beta \cos^4 \beta \exp \left[-\frac{k^2 l_r^2}{4z_0^2} \times \right. \\ &\quad \left. \times (4x^2 + 4y^2 - 4x\Delta x - 4y\Delta y + \Delta x^2 + \Delta y^2) \right] dx dy. \end{aligned} \quad (7)$$

Учитывая, что $\sigma_y = \frac{2\pi\sigma_h}{\Lambda_x}$; $l_h \approx 0,5\Lambda_x$, полагая $k^2 l_y^2 \gg \frac{5,5}{\theta_a^2} + 1,6$ и используя при $0 < \beta < 50^\circ$ аппроксимацию $\sin^2 \beta \cos^4 \beta \cong 0,8 \frac{x^2 + y^2}{z_0^2} \exp \left(-1,6 \frac{x^2 + y^2}{z_0^2} \right)$,

равенство (7) преобразуем к виду

$$M_{22}^0 + M_{23}^0 \cong \left(\frac{Q\lambda^2}{2z_0\Lambda_x} \right)^2 (2k\sigma_h)^2 0,02 \exp \left[\frac{\pi^2 \Lambda_x^2}{z_0^2 \lambda^2} (\Delta x^2 + \Delta y^2) \right]. \quad (8)$$

Из равенства (8) следует, что в декаметровом диапазоне радиоволн, для которого справедливо рассматриваемое приближение $\left(\sigma_h < \frac{\lambda}{12} \right)$, влиянием наклонов

поверхности на интенсивность флуктуаций отраженного сигнала можно пренебречь, так как доля слагаемых $M_{22}^0 + M_{23}^0$ в общей сумме M_2^0 составляет единицы процентов лишь при длинах морских волн, приближающихся по величине к длине радиоволны. При $\frac{\lambda}{\Lambda_x} < 0,7$ вклад наклонов поверхности в интенсивность отра-

женного сигнала составляет доли процента. По мере увеличения пространственного разнесения Δr влияние наклонов поверхности усиливается, не являясь все же преобладающим.

Мощность флуктуирующей (некогерентной) составляющей напряжения на выходе приемной антенны определим как

$$\begin{aligned} P_H &= \frac{M_2^0}{2R_{np}} = \frac{M_{21}^0 + M_{22}^0 + M_{23}^0}{2R_{np}} = \frac{P_a G_0^2 \lambda^2}{64\pi^2 z_0^2} (2k\sigma_h)^2 \left\{ \exp(-4k^2 \sigma_h^2) \left[1 - \operatorname{Re} \left(\frac{2}{\sqrt{\dot{\epsilon}}} \right) \right] \times \right. \\ &\quad \left. \times \exp \left[-\frac{(\Delta x^2 - \Delta y^2)(5,5 + 2,4\theta_a^2)}{4z_0^2 \theta_a^2} - \frac{(p_x^2 - p_y^2)}{4z_0^2 \theta_a^2} \right] + 0,02 \left(\frac{\lambda}{\Lambda_x} \right)^4 \exp \left[\frac{\pi^2 \Lambda_x^2}{z_0^2 \lambda^2} (\Delta x^2 + \Delta y^2) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (9)$$

Если $\sigma_h \leq \frac{\lambda}{4}$, то в выражении (2), при разложении экспоненты в ряд по параметру малости σ_h , достаточно учесть три члена ряда

$$\begin{aligned}
 M_{211}^0 &= \left(\frac{kQ}{4\pi z_0^2} \right)^2 (2k\sigma_h)^2 \exp(-4k^2\sigma_h^2) \iint_{-\infty}^{\infty} G^4(x, y) |A|^2 \cos^4 \beta \exp[-(2k\sigma_h)^2 \frac{x^2 + y^2}{z_0^2} + \\
 &+ \frac{i2k}{z_0} \left(1 + \frac{\Delta z}{2z_0} \right) ux + \frac{i2k}{z_0} \left(1 + \frac{\Delta z}{2z_0} \right) vy \Big] dx dy \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[\frac{ik}{z_0} \left(1 + \frac{\Delta z}{2z_0} \right) (u^2 + v^2) - \frac{(u^2 + v^2)}{l_h^2} \right] \times \\
 &\times \left[\exp(ip_x u + ip_y v) + \exp(ip_x u - ip_y v) + \exp(-ip_x u + ip_y v) + \exp(-ip_x u - ip_y v) \right] \times \\
 &\times \left\{ 1 + \frac{1}{8} (2k\sigma_h)^2 \exp \left(-\frac{u^2 + v^2}{l_0^2} \right) \left[\exp(ip_x u + ip_y v) + \exp(ip_x u - ip_y v) + \exp(-ip_x u + ip_y v) + \right. \right. \\
 &+ \left. \exp(-ip_x u - ip_y v) \right] \Big\} \exp \left(-\frac{ik\Delta x}{z_0} u - \frac{ik\Delta y}{z_0} v \right) dudv = M_{21}^0 + \frac{A\pi z_0^2}{k^2} (2k\sigma_h)^2 \frac{3}{2} (1 - \alpha_0) \times \\
 &\times \left[-\frac{(\Delta x^2 + \Delta y^2)(5,5 + 2,4\theta_a^2)}{4z_0^2\theta_a^2} - \frac{(p_x^2 + p_y^2)(5,5 + 2,4\theta_a^2)}{4k_0^2\theta_a^2} + 1 \right] \approx \left(\frac{Q}{2z_0} \right)^2 (2k\sigma_h)^2 \exp(-4k^2\sigma_h^2) \times \\
 &\times \left[1 - \operatorname{Re} \left(\frac{2}{\sqrt{\dot{\varepsilon}}} \right) \right] \left[1 + \frac{3}{8} (2k\sigma_h)^2 \right] \exp \left[-\frac{(\Delta x^2 + \Delta y^2)(5,5 + 2,4\theta_a^2)}{4z_0^2\theta_a^2} - \frac{(p_x^2 + p_y^2)(5,5 + 2,4\theta_a^2)}{4k_0^2\theta_a^2} \right].
 \end{aligned}$$

Представляя $1 + \frac{3\sigma_h^2}{8}$ как разложение в ряд экспоненты с малым аргументом, окончательно получим

$$\begin{aligned}
 M_{211}^0 &= \left(\frac{Q}{2z_0} \right)^2 (2k\sigma_h)^2 \exp(-2,5k^2\sigma_h^2) \left[1 - \operatorname{Re} \left(\frac{2}{\sqrt{\dot{\varepsilon}}} \right) \right] \times \\
 &\times \exp \left[-\frac{(\Delta x^2 + \Delta y^2)(5,5 + 2,4\theta_a^2)}{4z_0^2\theta_a^2} - \frac{(p_x^2 + p_y^2)(5,5 + 2,4\theta_a^2)}{4k_0^2\theta_a^2} \right]. \quad (10)
 \end{aligned}$$

Из равенства (10) следует, что интенсивность флуктуаций сигнала при $\sigma_h \leq \lambda/12$ также мало зависит от пространственного разнесения Δr . Увеличение высоты неровностей в этих границах ослабляет значимость множителя $\exp(-4k^2\sigma_h^2)$, снижая постоянный коэффициент в показателе степени с 4 до 2,5, результатом чего становится возрастание интенсивности флуктуаций M_{211}^0 . Дальнейшее увеличение высоты неровностей поверхности σ_h требует иного подхода к решению задачи.

Заключение. В декаметровом диапазоне радиоволн в диэлектрической проницаемости $\dot{\varepsilon} = \varepsilon - i\varepsilon'$ морской поверхности преобладает мнимая составляющая, а модуль составляет величину $|\dot{\varepsilon}| = (60 \div 250)\lambda$. В таких условиях её влиянием можно пренебречь, но в случае отражения от земной поверхности это недопустимо. Пространственное разнесение передающей и приемной антенн снижает величину P_H . Влияние разнесения Δr ослабевает по мере расширения диаграммы на-

правленности θ_a и увеличения высоты полета z_0 . Уменьшение P_H на 5% имеет место при $\theta_a = 1,6$, $\Delta r/z_0 = 0,2$ и пропорционально возрастает по мере роста $\Delta r/z_0$. Следует также учитывать влияние на величину P_H отношений λ/Λ_x и λ/Λ_y .

По мере увеличения длины морских волн и длины гребней морских волн степень их влияния на величину P_H ослабевает. Ослабевает она также по мере расширения ширины диаграммы направленности антенны θ_a и с уменьшением длины радиоволны λ . По мере сближения длин поверхностной и радиоволн смещенность оценки P_H возрастает.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Никольский В.В.* Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Наука, 1973.
2. *Зубкович С.Г.* Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности. – М.: Сов. радио, 1968.
3. *Семенов А.А.* Теория электромагнитных волн. – М.: Изд-во МГУ, 1968.
4. *Бреховских Л.М.* Дифракция волн на неровной поверхности // ЖЭТФ. – 1952. – Вып. 3 (9).
5. *Исакович М.А.* Рассеяние волн от статистически шероховатой поверхности // ЖЭТФ. – 1952. – Вып. 3 (9).
6. Распространение ультракоротких радиоволн / под ред. В.А. Шиллерова. – М.: Сов. радио, 1954.
7. *Басс Ф.Г., Фукс И.М.* Рассеяние волн на статистически неровной поверхности. – М.: Наука, 1972. – 424 с.
8. *Жуковский А.П.* Случайное электромагнитное поле и его моменты распределения при отражении волн от протяженной шероховатой поверхности // Известия вузов. Радиофизика. – 1969. – Т. XII, № 10.
9. *Басс Ф.Г., Бочаров В.Г.* К теории рассеяния электромагнитных волн на статистически неровной поверхности // Радиотехника и электроника. – 1958. – Т. 3, № 2. – С. 180-186.
10. *Басс Ф.Г.* Распространение радиоволн над статистически неровной поверхностью // Известия вузов. Радиофизика. – 1961. – Т. 4. – С. 476-483.
11. *Розенберг А.Д., Островский И.Е., Калмыков А.И.* Сдвиг частоты при рассеянии радиоизлучения взволнованной поверхностью моря // Известия вузов. Радиофизика. – 1960. – Т. 9. – С. 234-240.
12. *Фукс И.М.* К теории рассеяния радиоволн на взволнованной поверхности моря // Известия вузов. Радиофизика. – 1966. – Т. 9, № 5. – С. 876-885.
13. *Жуковский А.П., Оноприенко Е.И., Чижов В.И.* Теоретические основы радиовысотометрии. – М.: Советское радио, 1979. – 320 с.
14. *Басс Ф.Г.* К теории комбинационного рассеяния волн на неровной поверхности // Известия вузов. Радиофизика. – 1961. – Т. 4. – С. 521-536.
15. *Гарнакерьян А.А., Сосунов А.С.* Радиолокация морской поверхности. – Ростов-на-Дону: Изд-во. РГУ, 1978. – 140 с.
16. *Альперт Я.Л., Гинзбург В.Л., Фейнберг Е.Л.* Распространение радиоволн. – М.: ГИТТЛ, 1953. – 884 с.
17. *Рытов С.М.* Введение в статистическую радиофизику. – М.: Наука, 1966. – 404 с.
18. *Лобач В.Т.* Статистические характеристики радиолокационных сигналов, отраженных от морской поверхности. – М.: Радио и связь, 2006. – 250 с.
19. *Лобач В.Т.* Влияние изменчивости локального коэффициента отражения на статистические характеристики отраженного электромагнитного поля в условиях ограниченного пространственного разнесения точек излучения и приема // Антенны. – 2003. – № 6.
20. *Градштейн И.С., Рыжик И.М.* Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. – М.: Наука, 1971. – 1108 с.

21. Справочник по специальным функциям / под ред. М. Абрамовица, И. Стиган. – М.: Наука, 1979. – 832 с.
22. Загородников А.А. Корреляционная функция флуктуаций амплитуды РЛ сигнала, рассеянного морской поверхностью // Радиотехника и электроника. – 1969. – Т. XIV, № 10.
23. Beckman P., Spizzichino A. The Scattering of Electromagnetic Waves from Rought Surfaces. – Pergamon Press. 1963.
24. Moore R.K., Fung A.K. Radar Determination of wind at sea // Proceedings of the IEEE. – 1979. – Vol. 67, No. 11. – P. 1504-1521.
25. Johnson J.W., Weissman D.E. Two - frequency microwave resonance measurements from an aircraft a quantitative estimate of the directional ocean surface spectrum // Radio Science. – 1984. – Vol. 19, No. 13. – P. 841-854.
26. Keller W.C., Wright J.W. Microwave scattering and the straining of wind generated waves // Radio Science. – 1975.
27. Katz I. Angle Dependence of Radar Terrian Return // I. Res. Nat. Bur. Stand. – 1960. – No. 5. – P. 483-486.

REFERENCES

1. Nikol'skiy V.V. Elektrodinamika i rasprostranenie radiovoln [Electrodynamics and radio wave propagation]. Moscow: Nauka, 1973.
2. Zubkovich S.G. Statisticheskie kharakteristiki radiosignalov, otrazhennykh ot zemnoy poverkhnosti [Statistical characteristics of radio signals reflected from the earth's surface]. Moscow: Sov. radio, 1968.
3. Semenov A.A. Teoriya elektromagnitnykh voln [Theory of electromagnetic waves]. Moscow: Izd-vo MGU, 1968.
4. Brekhovskikh L.M. Difraktsiya voln na nerovnoy poverkhnosti [Diffraction of waves on an uneven surface], *ZhETF* [JETP], 1952, Issue. 3 (9).
5. Isakovich M.A. Rasseyanie voln ot statisticheski sherokhovatoy poverkhnosti [Wave scattering from a statistically rough surface], *ZhETF* [JETP], 1952, Issue 3 (9).
6. Rasprostranenie ul'trakorotkikh radiovoln [Propagation of ultrashort radio waves], ed. by V.A. Shillerova. Moscow: Sov. radio, 1954.
7. Bass F.G., Fuks I.M. Rasseyanie voln na statisticheski nerovnoy poverkhnosti [Wave scattering on a statistically uneven surface]. Moscow: Nauka, 1972, 424 p.
8. Zhukovskiy A.P. Sluchaynoe elektromagnitnoe pole i ego momenty raspredeleniya pri otrazhenii voln ot protyazhennoy sherokhovatoy poverkhnosti [Random electromagnetic field and its moments of distribution when waves are reflected from an extended rough surface], *Izvestiya vuzov. Radiofizika* [News of universities. Radiophysics], 1969, Vol. XII, No. 10.
9. Bass F.G., Bocharov V.G. K teorii rasseyaniya elektromagnitnykh voln na statisticheski nerovnoy poverkhnosti [On the theory of scattering of electromagnetic waves on a statistically uneven surface], *Radiotekhnika i elektronika* [Radio engineering and electronics], 1958, Vol. 3, No. 2, pp. 180-186.
10. Bass F.G. Rasprostranenie radiovoln nad statisticheski nerovnoy poverkhnost'yu [Propagation of radio waves over a statistically uneven surface], *Izvestiya vuzov. Radiofizika* [News of universities. Radiophysics], 1961, Vol. 4, pp. 476-483.
11. Rozenberg A.D., Ostrovskiy I.E., Kalmykov A.I. Sdvig chastoty pri rasseyanii radioizlucheniya vzvolnovannoy poverkhnost'yu morya [*Izvestiya vuzov. Radiofizika* [News of universities. Radiophysics], 1960, Vol. 9, pp. 234-240.
12. Fuks I.M. K teorii rasseyaniya radiovoln na vzvolnovannoy poverkhnosti morya [On the theory of scattering of radio waves on the rough surface of the sea], *Izvestiya vuzov. Radiofizika* [News of universities. Radiophysics], 1966, Vol. 9, No. 5, pp. 876-885.
13. Zhukovskiy A.P., Onoprienko E.I., Chizhov V.I. Teoreticheskie osnovy radiovysotometrii [Theoretical foundations of radio altimetry]. Moscow: Sovetskoe radio, 1979, 320 p.
14. Bass F.G. K teorii kombinatsionnogo rasseyaniya voln na nerovnoy poverkhnosti [On the theory of Raman scattering of waves on an uneven surface], *Izvestiya vuzov. Radiofizika* [News of universities. Radiophysics], 1961, Vol. 4, pp. 521-536.
15. Garnaker'yan A.A., Sosunov A.S. Radiolokatsiya morskoy poverkhnosti [Sea surface radar]. Rostov-on-Don: Izd-vo. RGU, 1978, 140 p.

16. *Al'pert Ya.L., Ginzburg V.L., Feynberg E.L.* Rasprostranenie radiovoln [Propagation of radio waves]. Moscow: GITTL, 1953, 884 p.
17. *Рылов С.М.* Vvedenie v statisticheskuyu radiofiziku [Introduction to statistical radiophysics]. Moscow: Nauka, 1966, 404 p.
18. *Lobach V.T.* Statisticheskie kharakteristiki radiolokatsionnykh signalov, otrazhennykh ot morskoy poverkhnosti [Statistical characteristics of radar signals reflected from the sea surface]. Moscow: Radio i svyaz', 2006, 250 p.
19. *Lobach V.T.* Vliyanie izmenchivosti lokal'nogo koeffitsienta otrazheniya na statisticheskie kharakteristiki otrazhennogo elektromagnitnogo polya v usloviyakh ogranichenogo prostranstvennogo razneseniya toчек izlucheniya i priema [The influence of variability of the local reflection coefficient on the statistical characteristics of the reflected electromagnetic field under conditions of limited spatial separation of emission and reception points], *Antenny* [Antennas], 2003, No. 6.
20. *Gradshteyn I.S., Ryzhik I.M.* Tablitsy integralov, summ, ryadov i proizvedeniy [Tables of integrals, sums, series and products]. Moscow: Nauka, 1971, 1108 p.
21. *Spravochnik po spetsial'nym funktsiyam* [Handbook of Special Functions], ed. by M. Abramovitsa, I. Stigan. Moscow: Nauka, 1979, 832 p.
22. *Zagorodnikov A.A.* Korrelyatsionnaya funktsiya fluktuatsiy amplitudy RL signala, rasseyannogo morskoy poverkhnost'yu [Correlation function of fluctuations in the amplitude of a radar signal scattered by the sea surface], *Radiotekhnika i elektronika* [Radio engineering and electronics], 1969, Vol. XIV, No. 10.
23. *Beckman P., Spizzichino A.* The Scattering of Electromagnetic Waves from Rought Surfaces. Pergamon Press. 1963.
24. *Moore R.K., Fung A.K.* Radar Determination of wind at sea, *Proceedings of the IEEE*, 1979, Vol. 67, No. 11, pp. 1504-1521.
25. *Johnson J.W., Weissman D.E.* Two - frequency microwave resonance measurements from an aircraft a quantitative estimate of the directional ocean surface spectrum, *Radio Science*, 1984, Vol. 19, No. 13, pp. 841-854.
26. *Keller W.C., Wright J.W.* Microwave scattering and the straining of wind generated waves, *Radio Science*, 1975.
27. *Katz I.* Angle Dependence of Radar Terrian Return, *I. Res. Nat. Bur. Stand.*, 1960, No. 5, pp. 483-486.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. Ю.А. Кравченко.

Лобач Владимир Тихонович – Южный федеральный университет; e-mail: vtlobach@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 89185233270; кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем; доцент.

Бакуменко Алексей Николаевич – e-mail: baku@sfedu.ru; тел.: 89886031853; кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем; ассистент.

Lobach Vladimir Tikhonovich – Southern Federal University; e-mail: vtlobach@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +79185233270; the department of radio engineering & telecommunication systems; associate professor.

Bakumenko Alexey Nikolaevich – e-mail: baku@sfedu.ru; phone: +79886031853; the department of radio engineering & telecommunication systems; assistant professor.

А.А. Марьев, З.А. Понимаш

**МЕТОД И АЛГОРИТМ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ
ЛОКАЦИИ И БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ С ПОДВИЖНОЙ ГЕОМЕТРИЕЙ**

Работа посвящена вопросам моделирования сигналов в радиотехнических и гидроакустических системах с подвижными объектами. Актуальность задачи определяется растущим интересом к применению сверхширокополосных сигналов, прогрессом в области создания гиперзвуковых летательных и низкоорбитальных космических аппаратов, а также широким распространением локационных систем с длительным накоплением сигналов. Приводится геометрия задачи локации для достаточно общего случая (бистатическая локация с подвижными передатчиком, отражателем и приемником), а также метод и алгоритм решения задачи моделирования эхосигнала для упрощенного случая однородной и изотропной среды. Обоснована необходимость применения численных методов для реализации предложенного метода моделирования, даны предложения по выбору численных методов: для решения дифференциальных уравнений предложено использование метода Рунге-Кутты, для решения алгебраических уравнений – метода Ньютона. Даны рекомендации по выбору параметров каждого из численных методов. Показана применимость предложенных метода и алгоритма к задаче беспроводной связи с подвижными объектами. Рассмотрены важные частные случаи для каждой из задач с указанием областей радиотехники и гидроакустики, в которых актуален каждый из частных случаев. Показано, что в ряде простых частных случаев предложенный метод приводит к решениям, полученным другими авторами и опубликованным в открытых источниках. Даны рекомендации по обобщению алгоритма на более сложные варианты постановки задачи.

Локация; радиолокация; гидролокация; беспроводная связь; движение; эффект Доплера; моделирование; сигнал; численные методы.

A.A. Maryev, Z.A. Ponimash

**METHOD AND ALGORITHM FOR SIGNAL SIMULATION IN LOCATION
AND WIRELESS COMMUNICATIONS SYSTEMS WITH MOVING
GEOMETRY**

The work is devoted to the issues signals simulation in systems with moving objects. The relevance of the problem is determined by the growing interest in application of ultra-wideband signals, progress in the field of creation of hypersonic aircraft and low-orbit spacecraft, as well as the widespread use of radar and sonar systems with long accumulation of signals. The geometry of the problem of location for a rather general case (bistatic location with moving transmitter, reflector and receiver) is considered, as well as the method and algorithm for solving the problem of modeling echo signal for the simplified case of homogeneous and isotropic medium. The necessity of numerical methods usage for realization of the proposed simulation method, suggestions on the choice of numerical methods are given: Runge-Kutta method is suggested for solving differential equations, for solution of algebraic equations Newton's method is suggested. Recommendations are given on the choice of parameters of each of the numerical methods. The applicability of the proposed method and algorithm to the problem of wireless communication with mobile objects is shown. Several important special cases for each of the problems are considered with the indication of areas of radio engineering and hydroacoustics, in which each of the special cases are relevant. It is shown that in a number of simple special cases the proposed method leads to solutions already obtained by other authors and published in open sources. Recommendations are given on generalization of the algorithm to more complex variants of the problem formulation.

Location; radar; sonar; wireless communications; motion; Doppler effect; simulation; signal; numerical methods.

Введение. В задачах локации и беспроводной связи с подвижной геометрией эффект Доплера приводит к искажениям сигналов. Возникающие искажения необходимо учитывать при анализе и проектировании соответствующих технических систем. В ряде задач указанные искажения являются информативным признаком, на котором основан принцип работы радиотехнических систем (импульсно-доплеровские локаторы, локаторы с синтезированием апертуры, системы радиолокационного распознавания и др.).

Чаще всего при моделировании сигналов эффект Доплера учитывается приближенно, как смещение спектра сигнала по частоте [1]. Такое упрощение справедливо для частных случаев, которые характеризуются:

- ◆ относительно низкими (по сравнению со скоростью распространения сигнала в среде) скоростями движения объектов (приемника, передатчика, цели);
- ◆ постоянством радиальной скорости цели относительно антенн приемника и передатчика в течение моделируемого интервала времени;
- ◆ применением узкополосных сигналов.

В настоящее время известно большое число задач локации и связи, в которых хотя бы одно из указанных условий нарушается.

Первое условие не выполняется в задачах, имеющих отношение к гиперзвуковым летательным аппаратам, к космическим аппаратам. Другим примером являются задачи гидроакустики, поскольку скорости подводных аппаратов всего на 2-3 порядка ниже скорости звука в воде.

Второе условие не выполняется для систем с быстро маневрирующими объектами, а также для систем, производящих накопление сигналов в течение длительного времени (импульсно-доплеровские локаторы, локаторы с синтезированием апертуры).

Третье условие не выполняется для систем, использующих широкополосные и сверхширокополосные сигналы. Именно такие сигналы представляют большой интерес для разработчиков современных систем локации и связи, поскольку позволяют достичь высоких характеристик (пропускная способность, разрешение по дальности).

Известны методы, позволяющие моделировать сигналы в ряде частных задач с подвижной геометрией, например, для локаторов с синтезированием апертуры [2, 3], однако они имеют существенные ограничения, и, кроме того, не могут эффективно применяться для решения задач из других областей.

В этой связи актуальной является задача разработки методов и алгоритмов моделирования сигналов в системах локации и связи с подвижной геометрией, которые бы обладали следующими характеристиками:

- ◆ возможность моделирования сигналов для задач со значительной (по сравнению со скоростью распространения сигнала) скоростью движения объектов;
- ◆ возможность моделирования сигналов для задач с произвольным (неравномерным, непрямолинейным) законом движения объектов;
- ◆ возможность моделирования широкополосных и сверхширокополосных сигналов в задачах с подвижной геометрией;
- ◆ достаточная универсальность метода и алгоритма моделирования (инвариантность к форме сигнала и законам движения объектов).

Геометрия задачи локации. На рис. 1 показана геометрия задачи бистатической локации с подвижными объектами в трехмерном пространстве.

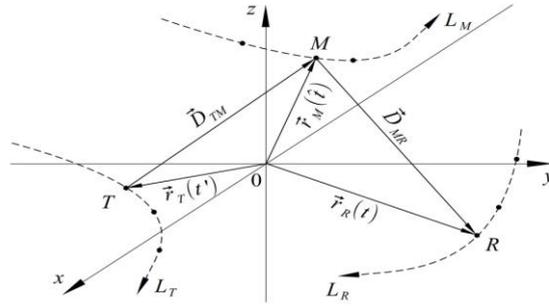


Рис. 1. Геометрия задачи бистатической локации с подвижными объектами

Зондирующий сигнал излучается антенной передатчика в точке T , отражается от объекта в точке M и принимается антенной в точке R . Здесь и далее среда распространения считается однородной и изотропной, поэтому фронт падающей волны распространяется от точки T к точке M по прямолинейной траектории с постоянной скоростью c . То же справедливо для распространения фронта отраженной волны от точки M к точке R .

Точки T , M и R движутся по траекториям L_T , L_M и L_R соответственно. В момент времени t на антенну приемника в точке R воздействует фронт отраженной волны, создавая на выходе антенны приемника некоторое мгновенное значение принятого сигнала $z_R(t)$. Этот фронт волны был отражен в точке M в момент времени $\hat{t} < t$. Фронт падающей волны был излучен антенной передатчика в момент времени $t' < \hat{t}$ и соответствует мгновенному значению излученного сигнала $z_T(t')$.

Для наглядности на рис. 1 показаны положения точек T , M и R в моменты времени t' , \hat{t} и t .

Модели сигналов. В качестве модели зондирующего сигнала используем комплексный аналитический сигнал [4, 5]

$$z_T(t) = A(t)e^{j(\omega_0 t + \theta(t))}, \quad (1)$$

где $A(t)$ – огибающая сигнала (закон амплитудной модуляции);

ω_0 – несущая частота;

$\theta(t)$ – закон угловой модуляции.

Модель принятого сигнала представим выражением

$$z_R(t) = K_{\text{распр}}(D)\dot{K}_{\text{отр}}z_T(t'), \quad (2)$$

где $K_{\text{распр}}(D)$ – коэффициент, учитывающий ослабление сигнала при распространении в среде (вследствие сферичности фронта волны и затухания в среде);

$D = |\vec{D}_{TM}| + |\vec{D}_{MR}|$ – расстояние, пройденное фронтом волны;

$\dot{K}_{\text{отр}} = K_{\text{отр}}e^{j\Delta\phi_{\text{отр}}}$ – комплексный коэффициент отражения, учитывающий изменение амплитуды в $K_{\text{отр}}$ раз и фазы на $\Delta\phi_{\text{отр}}$ радиан.

Вещественный сигнал $s_T(t)$, излучаемый антенной передатчика, связан с моделью (1) соотношением

$$s_T(t) = \text{Re}\{z_T(t)\} = A(t)\cos(\omega_0 t + \theta(t)), \quad (3)$$

аналогичным образом связаны вещественный принятый сигнал $s_R(t)$ и модель (2), однако использование вещественных сигналов усложнило бы моделирование отражения сигнала из-за невозможности учесть поворот фазы при отражении путем простого умножения на коэффициент $\dot{K}_{\text{отр}}$.

Как следует из выражения (2), задача моделирования принятого сигнала сводится к отысканию неизвестных t' и \hat{t} для заданного t . В этом смысле задачи определения значений $K_{\text{распр}}(D)$ и $K_{\text{отр}}$ являются второстепенными, поэтому их обсуждение выходит за рамки статьи. Далее будем предполагать $K_{\text{распр}}(D) = 1$ (сигнал не ослабляется при распространении, изотропные антенны) и $K_{\text{отр}} = 1$ (изотропная характеристика рассеяния отражателя), что упростит модель (2):

$$z_R(t) = z_T(t'). \quad (4)$$

Решение задачи моделирования эхосигнала. Из геометрии задачи на рис. 1 следуют равенства:

$$\vec{D}_{TM} = \vec{r}_M(\hat{t}) - \vec{r}_T(t'); \quad (5)$$

$$\vec{D}_{MR} = \vec{r}_R(t) - \vec{r}_M(\hat{t}). \quad (6)$$

С другой стороны, учитывая постоянство скорости распространения c в однородной и изотропной среде, справедливы равенства:

$$c(\hat{t} - t') = |\vec{D}_{TM}|; \quad (7)$$

$$c(t - \hat{t}) = |\vec{D}_{MR}|. \quad (8)$$

Равенства (5)-(8) позволяют составить систему уравнений для отыскания неизвестных t' и \hat{t} :

$$\begin{cases} c(\hat{t} - t') = |\vec{r}_M(\hat{t}) - \vec{r}_T(t')|; \\ c(t - \hat{t}) = |\vec{r}_R(t) - \vec{r}_M(\hat{t})|. \end{cases} \quad (9)$$

Во втором уравнении системы содержится одно неизвестное \hat{t} , поэтому задача может быть решена в два этапа (путем последовательного решения двух алгебраических уравнений):

- 1) найти \hat{t} , решая второе уравнение системы для заданного t ;
- 2) найти t' , решая первое уравнение системы для найденного \hat{t} .

Описание движения объектов. В случае равномерности характеристик направленности антенн и характеристики рассеяния отражателя пространственная ориентация передатчика, приемника и отражателя не играет роли, и в модели достаточно описать их как движущиеся материальные точки.

Для решения системы (9) требуется описание движения материальных точек T , M и R через их радиус-векторы $\vec{r}_T(t)$, $\vec{r}_M(t)$ и $\vec{r}_R(t)$ соответственно. Радиус-векторы связаны с координатным способом описания движения материальной точки [6]. Например, для точки M :

$$\vec{r}_M(t) = \{f_{x,M}(t), f_{y,M}(t), f_{z,M}(t)\}, \quad (10)$$

где $f_{x,M}(t)$, $f_{y,M}(t)$ и $f_{z,M}(t)$ – соответственно зависимости абсциссы, ординаты и аппликаты от времени.

С другой стороны, для моделирования наиболее удобным является естественный способ описания движения материальной точки [7], при котором задаются форма траектории и закон движения вдоль траектории. В качестве примера приведем описание движения точки M . Для задания траектории в трехмерном пространстве используется система уравнений:

$$L_M: \begin{cases} y = g_{y,M}(x); \\ z = g_{z,M}(x). \end{cases} \quad (11)$$

Система (9) применима для решения задачи, если зависимости $g_{y,M}(x)$ и $g_{z,M}(x)$ однозначны. В противном случае следует использовать другую пару зависимостей (например, $g_{x,M}(y)$ и $g_{z,M}(y)$) или ограничить область моделируемых значений x интервалом, на котором $g_{y,M}(x)$ и $g_{z,M}(x)$ однозначны.

Закон движения точки M вдоль траектории задается уравнением вида:

$$l = h_M(t). \quad (12)$$

Таким образом, для решения задачи требуется выполнение перехода от естественного описания движения материальных точек T , M и R к радиус-векторам $\vec{r}_T(t)$, $\vec{r}_M(t)$ и $\vec{r}_R(t)$ соответственно. В литературе по теоретической механике метод такого перехода не описан, однако известна связь элементарного приращения перемещения вдоль траектории dl и элементарных приращений каждой из координат [8]:

$$dl^2 = dx^2 + dy^2 + dz^2. \quad (13)$$

Продифференцируем оба уравнения системы (11):

$$\begin{cases} dy = \dot{g}_{y,M}(x)dx; \\ dz = \dot{g}_{z,M}(x)dx, \end{cases} \quad (14)$$

где $\dot{g}_{y,M}(x)$ и $\dot{g}_{z,M}(x)$ – первые производные зависимостей $g_{y,M}(x)$ и $g_{z,M}(x)$ соответственно.

Подстановка правых частей уравнений (14) в (13) приводит к равенству

$$dl^2 = dx^2[1 + \dot{g}_{y,M}^2(x) + \dot{g}_{z,M}^2(x)]. \quad (15)$$

Выберем положительное направление движения вдоль траектории совпадающим с положительным приращением абсциссы

$$\text{sign}\{dl\} = \text{sign}\{dx\} \quad (16)$$

и извлечем корень из левой и правой частей равенства (15):

$$dl = dx \sqrt{1 + \dot{g}_{y,M}^2(x) + \dot{g}_{z,M}^2(x)}. \quad (17)$$

Из равенства (17) следует обыкновенное дифференциальное уравнение (ОДУ)

$$\frac{dx}{dl} = \frac{1}{\sqrt{1 + \dot{g}_{y,M}^2(x) + \dot{g}_{z,M}^2(x)}}, \quad (18)$$

решением которого является зависимость $x(l)$, позволяющая отыскать первый компонент (абсциссу) искомого радиус-вектора $\vec{r}_M(t)$.

Для определения ординаты и аппликаты радиус-вектора $\vec{r}_M(t)$ достаточно подставить найденное значение абсциссы соответственно в первое и второе уравнения системы (11).

Аналогично может быть выполнен от естественного описания движения точек T и R к радиус-векторам $\vec{r}_T(t)$ и $\vec{r}_R(t)$.

Таким образом, предлагается следующий алгоритм определения радиус-вектора по естественному описанию движения материальной точки (приводится на примере точки M).

1. Для заданного t найти l из уравнения (12).
2. Найти абсциссу x материальной точки, подставляя найденное l в решение ОДУ (18).

3. Найти ординату y и аппликату z материальной точки, подставляя найденную абсциссу x в уравнения системы (11).

Алгоритм моделирования эхосигнала.

1. Задать законы движения точек T , M и R , используя естественный метод (см. выражения (11), (12) для точки M).

2. Решить ОДУ вида (18) для перехода к описанию движения точек T , M и R через радиус-векторы $\vec{r}_T(t)$, $\vec{r}_M(t)$ и $\vec{r}_R(t)$ соответственно.

3. Задать вид зондирующего сигнала (1).

4. Задать множество значений t , для которых требуется найти мгновенные значения принятого сигнала (4).

5. Для каждого t найти значение t' , решив систему уравнений (9).

6. Найти мгновенное значение принятого сигнала, подставляя в (1) значение $t = t'$.

Приближенное решение уравнений. ОДУ (18) и система (9) в общем случае не имеют аналитического решения, что приводит к необходимости использования численных методов.

Методы численного решения ОДУ хорошо разработаны. Для решения уравнения (18) может быть применен, например, метод Рунге-Кутты с контролем величины погрешности по правилу Рунге-Ромберга. Как правило, в литературе по численным методам рекомендуется использовать метод Рунге-Кутты 4-го порядка, поскольку при этом достигается баланс между точностью и скоростью решения [9]. Допустимую погрешность решения (которая определяет выбор шага) рекомендуется выбирать таким образом, чтобы ошибка определения каждой из компонент радиус-вектора была много меньше длины волны.

Решение ОДУ является предварительным этапом решения задачи и выполняется до задания множества значений t . Значения l , получаемые для заданных t , в общем случае не лежат на сетке узлов решения ОДУ, поэтому необходимо также решить задачу интерполяции. Хорошие результаты дает интерполяция кубическими сплайнами при достаточно густой сетке узлов решения ОДУ.

Выше было показано, что решение системы (9) сводится к независимому решению двух алгебраических уравнений. Для численного решения применим, например, метод Ньютона [10]. В большинстве случаев сходимость метода достигается выбором начальных приближений $\hat{t}^{(0)}$ и $t'^{(0)}$ вида:

$$\hat{t}^{(0)} = t - \frac{1}{c} |\vec{r}_R(t) - \vec{r}_M(t)|; \quad (19)$$

$$t'^{(0)} = \hat{t} - \frac{1}{c} |\vec{r}_M(\hat{t}) - \vec{r}_T(\hat{t})|. \quad (20)$$

Важные частные случаи задачи локации.

Неподвижная цель. Этот случай характерен для задач локации с синтезированием апертуры [11, 12]. При этом радиус-вектор \vec{r}_M не зависит от времени, и система уравнений (9) сводится к одному уравнению:

$$c(t - t') = |\vec{r}_M - \vec{r}_T(t')| + |\vec{r}_R(t) - \vec{r}_M|. \quad (21)$$

Уравнение (21) в общем случае решается приближенно численным методом (например, методом Ньютона).

Неподвижный локатор. Этот случай характерен, например, для наземных РЛС [13]. При этом радиус-векторы \vec{r}_T и \vec{r}_R не зависят от времени, и второе уравнение системы (9) принимает вид:

$$c(t - \hat{t}) = |\vec{r}_R - \vec{r}_M(\hat{t})|. \quad (23)$$

После решения уравнения (23) первое уравнение системы (9) может быть решено в общем виде:

$$t' = \hat{t} - \frac{1}{c} |\vec{r}_M(\hat{t}) - \vec{r}_T|. \quad (24)$$

Неподвижная геометрия. Если передатчик, отражатель и приемник неподвижны, то уравнение (21) дополнительно упрощается и может быть решено в общем виде:

$$t' = t - \frac{|\vec{r}_M - \vec{r}_T| + |\vec{r}_R - \vec{r}_M|}{c}, \quad (25)$$

Выражение (25) приводится в литературе по бистатической локации, как правило, в скалярной записи [14].

В случае моностатической локации $\vec{r}_T = \vec{r}_R = \vec{r}$, получим известное выражение для постоянного запаздывания сигнала, принятого моностатическим локатором:

$$t - t' = \frac{2|\vec{r}_M - \vec{r}|}{c} = \frac{2d}{c}, \quad (26)$$

где $d = |\vec{r}_M - \vec{r}|$ – расстояние от фазового центра антенны локатора до цели.

Геометрия задачи беспроводной связи. На рис. 2 приведена геометрия задачи беспроводной связи с подвижными передатчиком и приемником при наличии прямой видимости и отсутствии переотражений.

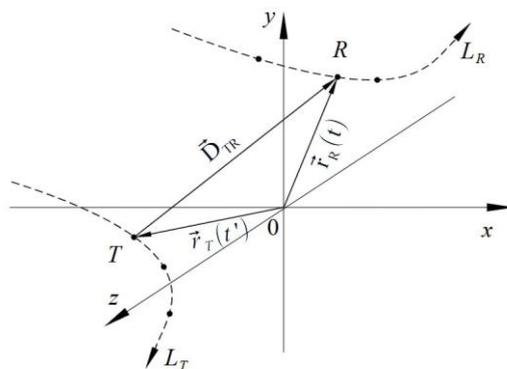


Рис. 2. Геометрия задачи беспроводной связи

При указанных условиях имеется пара подвижных объектов: передатчик в точке T и приемник в точке R . Передатчик движется по траектории L_T , а приемник по траектории L_R . В момент времени t на антенну приемника в точке R воздействует фронт падающей волны, который был излучен антенной передатчика в момент времени $t' < t$ и соответствует мгновенному значению излученного сигнала $z_T(t')$, создавая на выходе антенны приемника некоторое мгновенное значение принятого сигнала $z_R(t)$.

Модели сигналов. Модель принятого сигнала отличается от модели из выражения (2) только отсутствием комплексного коэффициента отражения.

$$z_R(t) = K_{\text{распр}}(D_{TR})z_T(t'). \quad (27)$$

Решение задачи моделирования принятого сигнала. Как следует из выражения (27), задача моделирования принятого сигнала сводится к отысканию неизвестного t' для заданного t . Как и в задаче локации положим $K_{\text{распр}}(D) = 1$, что позволит для моделирования использовать выражение (4).

Из геометрии задачи на рис. 2 следует равенство:

$$\vec{D}_{TR} = \vec{r}_R(t) - \vec{r}_T(t'). \quad (28)$$

Также аналогично (7) и (8) можно записать:

$$c(t - t') = D_{TR}. \quad (29)$$

Равенства (28) и (29) позволяют получить выражение для неизвестного t' :

$$c(t - t') = |\vec{r}_R(t) - \vec{r}_T(t')|. \quad (30)$$

Алгоритм моделирования принятого сигнала. Алгоритм моделирования принятого сигнала аналогичен алгоритму моделирования экосигнала, да исключением отсутствия точки M , данный алгоритм приведен ниже.

1. Задать законы движения точек T и R , используя естественный метод.
2. Решить ОДУ вида (18) для перехода к описанию движения точек T и R через радиус-векторы $\vec{r}_T(t)$ и $\vec{r}_R(t)$ соответственно.
3. Задать вид сигнала передатчика (1).
4. Задать множество значений t , для которых требуется найти мгновенные значения принятого сигнала (4).
5. Для каждого t найти значение t' , решив уравнение (30).
6. Найти мгновенное значение принятого сигнала, подставляя в (1) значение $t = t'$.

Приближенное решение уравнений. Как и в случае задачи локации, для решения уравнения (18) может быть применен, метод Рунге-Кутты, с контролем величины погрешности по правилу Рунге-Ромберга [9]. Для нахождения решения при произвольном t применима интерполяция кубическим сплайном.

Для численного решения уравнения (30) применим, как и в задаче локации, метод Ньютона [10] с начальным значением:

$$t^{(0)} = t - \frac{1}{c} |\vec{r}_R(t) - \vec{r}_T(t)|. \quad (31)$$

Важные частные случаи задачи беспроводной связи. Ниже рассмотрен ряд частных случаев задачи беспроводной связи, имеющих большое практическое значение.

Неподвижный передатчик. Этот случай характерен, для радиовещательных станций или базовых станций мобильной связи, работающих на передачу сигнала. Тогда радиус-вектор \vec{r}_T не зависит от времени, и уравнение (30) принимает вид:

$$c(t - t') = |\vec{r}_T - \vec{r}_R(t)|. \quad (32)$$

Решая уравнение (32), получим выражение для t' в общем виде:

$$t' = t - \frac{1}{c} |\vec{r}_R(t) - \vec{r}_T|. \quad (33)$$

Неподвижная геометрия. Если передатчик и приемник неподвижны, то уравнение (30) также может быть решено в общем виде, такая ситуация часто возникает в минисотовых сетях [15]:

$$t' = t - \frac{1}{c} |\vec{r}_R - \vec{r}_T|, \quad (34)$$

Отсутствие прямой видимости. Задача приема сигнала в отсутствие прямой видимости актуальна, например, для условий плотной городской застройки. Для анализа этого случая разработано достаточно много методов, например [16]. При

отсутствии прямой видимости сигнал достигает приемника, отражаясь от некоторого объекта, в этом случае задача становится аналогичной задаче бистатической локации, которая была рассмотрена выше. При этом следует выделить два частных случая:

- 1) если отражающий объект неподвижен, например дом, то решение аналогично задаче бистатической локации с неподвижной целью (21);
- 2) если сигнал отражается от подвижного объекта, например автомобиля или самолета, то следует решать систему уравнений (9) для нахождения времени t' и \hat{t} .

Простейший случай многолучевого распространения. Если приемник находится в прямой видимости, но на него также приходит сигнал, отраженный от некоторого объекта, то на входе приемника образуется суммарный сигнал. Обозначим через t' момент излучения сигнала, пришедшего напрямую с передатчика, а через t'_n – момент излучения сигнала, отраженного от n -го объекта. Для получения t' следует решить уравнение (30), а для определения t'_n – систему уравнений (9). В общем случае из (2) получим следующее выражение для принятого сигнала:

$$z_R(t) = K_{\text{распр}}(D) \cdot z_T(t') + \sum_{n=1}^N K_{\text{распр}}(D_n) \cdot \dot{K}_{\text{отр}_n} \cdot z_T(t'_n), \quad (35)$$

где N – число объектов.

Или при оговоренных ранее значениях коэффициентов ослабления выражение упрощается

$$z_R(t) = z_T(t') + \sum_{n=1}^N z_T(t'_n). \quad (36)$$

Данный метод позволяет моделировать многолучевое распространение сигналов и связанные с ним релеевские замирания [17]. Это позволит тестировать алгоритмы демодуляции таких сигналов, например [18,19], а также получать синтетические данные для обучения нейросетевых демодуляторов [20, 21], учитывая характеристики среды, объектов, а также эффекты, связанные с многолучевым распространением сигналов и с учетом подвижной геометрии.

Оптимизация программной реализации алгоритма. Решение задачи минимизации вычислительной сложности и (или) требуемого объема оперативной памяти зависит от условий конкретной задачи, которые определяют порядок вложенности циклов в алгоритме моделирующей программы, а значит, и допустимые приемы и подходы к оптимизации вычислений (кэширование промежуточных результатов, применение параллельных вычислений и др.).

В этой связи подробное обсуждение вопросов оптимизации программной реализации в общем виде не представляется возможным.

Заключение. Предложен метод моделирования сигналов в системах локации и беспроводной связи с подвижной геометрией, который позволяет получить модель принятого сигнала для достаточно широкого класса прикладных задач. Также предложен алгоритм моделирования сигнала для упрощенного случая.

Для решения поставленной задачи также предложены метод и алгоритм для перехода от естественного описания движения материальной точки, удобного для формирования исходных данных модели, к описанию движения через радиус-вектор, необходимому для решения задачи моделирования принятого сигнала.

Представленный алгоритм моделирования допускает обобщение на практически значимый случай неизотропных антенн, неизотропной характеристики рассеяния отражателя и ослабления сигнала при распространении в среде. Однако такое обобщение требует перехода от описания движения материальных точек к описанию движения протяженных объектов, что усложняет аналитические выражения.

При моделировании систем связи с подвижными объектами возможно обобщение выражений (35), (36) на случай произвольного числа переотражений. В этом случае для каждого сигнала, претерпевшего m переотражений потребуется решение системы из $m + 1$ уравнений. Подобно решению системы (9), ее решение может быть сведено к последовательному решению $m + 1$ одиночных алгебраических уравнений численным методом.

Для моделирования условий плотной городской застройки также необходима проверка условий видимости, которая может быть сформулирована как задача трассировки лучей.

Кроме того, представляется возможным обобщение алгоритма на случай неоднородных и неанізотропных сред. В этом случае левые части уравнений (9) будут иметь более сложный вид.

Каждое из перечисленных возможных обобщений предложенного алгоритма выходит за рамки настоящей статьи и представляет собой тему самостоятельного исследования.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Теория и применение: пер. с англ / под ред. В.С. Кельзона. – М.: Сов. радио, 1971. – 567 с.
2. *Goddard R.P.* The Sonar Simulation Toolset, Release 4.6: Science, Mathematics, and Algorithms // Tech. Rep. A352884, University of Washington Applied Physics Lab, 2008.
3. *Amin Shoalehvar.* Synthetic aperture radar (sar) raw signal simulation: M.Sc. Thesis, California Polytechnic State University, CA, USA, 2012.
4. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для студентов вузов, обучающихся по направлению подготовки "Радиотехника". – 5-е изд., испр. – М.: Дрофа, 2006. – 719 с.
5. *Федосов В.П.* Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2017. – 282 с.
6. *Яблонский А.А., Никифорова В.М.* Курс теоретической механики. Ч. 1. Статика. Кинематика. – М.: Высшая школа, 1966.
7. *Тарг С.М.* Краткий курс теоретической механики: учеб. для вузов. – 10-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1986. – 416 с.
8. *Никитин Н.Н.* Курс теоретической механики: учебник для машиностроительных и приборостроительных специальностей вузов. – 5-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1990. – 607 с.
9. *Калиткин Н.Н.* Численные методы. – М.: Наука, 1978. – 512 с.
10. *Амосов А.А., Дубинский Ю.А., Копченова Н.В.* Вычислительные методы: учеб. пособие. – 4-е изд., стер. – СПб.: Изд-во «Лань», 2014. – 672 с.
11. *Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю.* Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учеб. пособие для вузов / под ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
12. *Hawkins D.W.* Synthetic aperture imaging algorithms: with application to wide bandwidth sonar // Electrical and Electronic Engineering. University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, Oct. 1996.
13. *Бакулев П.А.* Радиолокационные системы: учебник для вузов. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
14. Справочник по радиолокации: в 2 кн. / под ред. Меррилла И. Сколника: пер. с англ. / под общ. ред. В.С. Вербы. – М.: Техносфера, 2015.
15. *Медведев П.А.* Анализ особенностей распространения радиоволн в минисотовых сетях. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-osobennostey-rasprostraneniya-radiovoln-v-minisotovyh-setyah>.
16. *Киреев А.В., Фокин Г.А.* Измерение времени прихода сигнала в задачах позиционирования в мобильных сетях при отсутствии прямой видимости. – Режим доступа: <https://www.sut.ru/doci/nauka/review/20174/36-41.pdf>.

17. Преображенский Н.Б., Файзулхаков Я.П. Проблема компенсации рэлеевских замираний в радиоканалах подвижных систем голосовой связи // Информатика и её применение. – 2011. – Т. 5. – Вып. 2. – С. 82-89.
18. Collings I.B., Moore J.B. An HMM approach to adaptive demodulation of QAM signals in fading channels. – 1994. – Режим доступа: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/acs.4480080503>.
19. Sun Q., Qi W. Soft-Demodulation Algorithm for 64-QAM And it's application in HSPA+. School of Electronic and Information Engineering, Beijing Jiao tong University, Beijing, China. 2012.
20. Shilian Zheng, Xiaoyu Zhou, Shichuan Chen, Peihan Qi, and Xiaoniu Yang. DemodNet: Learning Soft Demodulation from Hard Information Using Convolutional Neural Network. – 2020.
21. Athar W., Sadath Hossain A.H.M, Erman M. MIMO Channel Equalization and Symbol Detection using Multilayer Neural Network. School of Engineering, Dept of Electrical Engineering Blekinge Institute of Technology. 371 79 Karlskrona. Sweden.

REFERENCES

1. Kuk Ch., Bernfel'd M. Radiolokatsionnye signaly: Teoriya i primeneniye [Radar signals: Theory and application]: transl. from engl., ed. by V.S. Kel'zona. Moscow: Sov. radio, 1971, 567 p.
2. Goddard R.P. The Sonar Simulation Toolset, Release 4.6: Science, Mathematics, and Algorithms, Tech. Rep. A352884, University of Washington Applied Physics Lab, 2008.
3. Amin Shoalehvar. Synthetic aperture radar (sar) raw signal simulation: M.Sc. Thesis, California Polytechnic State University, CA, USA, 2012.
4. Gonorovskiy I.S. Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: ucheb. posobie dlya studentov vuzov, obuchayushchikhsya po napravleniyu podgotovki "Radiotekhnika" [Radio engineering circuits and signals: a textbook for university students studying in the field of training "Radio engineering"]. 5th ed. Moscow: Drofa, 2006, 719 p.
5. Fedosov V.P. Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: ucheb. posobie [Radio engineering circuits and signals: textbook]. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2017, 282 p.
6. Yablonskiy A.A., Nikiforova V.M. Kurs teoreticheskoy mekhaniki. Ch. 1. Statika. Kinematika [Course of theoretical mechanics. Part 1. Statics. Kinematics]. Moscow: Vysshaya shkola, 1966.
7. Targ S.M. Kratkiy kurs teoreticheskoy mekhaniki: ucheb. dlya vtuzov [A short course in theoretical mechanics: a textbook for colleges]. 10th ed. Moscow: Vyssh. shk., 1986, 416 p.
8. Nikitin N.N. Kurs teoreticheskoy mekhaniki: ucheb. dlya mashinostroito. i priborostroito. spets. Vuzov [Course in theoretical mechanics: a textbook for mechanical engineering and instrument-making specialties at universities]. 5th ed. Moscow: Vyssh. shk., 1990, 607 p.
9. Kalitkin N.N. Chislennyye metody [Numerical methods]. Moscow: Nauka, 1978, 512 p.
10. Amosov A.A., Dubinskiy Yu.A., Kopchenova N.V. Vychislitel'nye metody: ucheb. posobie [Computational methods: textbook]. 4th ed. Saint Petersburg: Izd-vo «Lan'», 2014, 672 p.
11. Kondratenkov G.S., Frolov A.Yu. Radiovidenie. Radiolokatsionnye sistemy distantsionnogo zondirovaniya Zemli: ucheb. posobie dlya vuzov [Radiovision. Radar systems for remote sensing of the Earth: a textbook for universities], ed. by G.S. Kondratenkova. Moscow: Radiotekhnika, 2005, 368 p.
12. Hawkins D.W. Synthetic aperture imaging algorithms: with application to wide bandwidth sonar, *Electrical and Electronic Engineering*. University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, Oct. 1996.
13. Bakulev P.A. Radiolokatsionnye sistemy: uchebnik dlya vuzov [Radar systems: textbook for universities]. Moscow: Radiotekhnika, 2004, 320 p.
14. Spravochnik po radiolokatsii [Handbook on radar: in 2 books]: In 2 books, ed. by Merrill I. Skolnika: transl. from engl. under general ed. V.S. Verby. Moscow: Tekhnosfera, 2015.
15. Medvedev P.A. Analiz osobennostey rasprostraneniya radiovoln v minisotovykh setyakh [Analysis of the characteristics of radio wave propagation in micellular networks]. Available at: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-osobennostey-rasprostraneniya-radiovoln-v-minisotovyh-setyah>.
16. Kireev A.V., Fokin G.A. Izmerenie vremeni prikhoda signala v zadachakh pozitsionirovaniya v mobil'nykh setyakh pri otsutstvii pryamoy vidimosti [Measuring signal arrival time in positioning tasks in mobile networks in the absence of line of sight]. Available at: <https://www.sut.ru/doci/nauka/review/20174/36-41.pdf>.

17. *Preobrazhenskiy N.B., Fayzulkhakov Ya.R.* Problema kompensatsii releevskikh zamiraniy v radiokanalakh podvizhnykh sistem golosovoy svyazi [The problem of compensation for Rayleigh fading in radio channels of mobile voice communication systems], *Informatika i ee primeneniye* [Informatics and its application], 2011, Vol. 5, Issue 2, pp. 82-89.
18. *Collings I.B., Moore J.B.* An HMM approach to adaptive demodulation of QAM signals in fading channels, 1994. Available at: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/acs.4480080503>.
19. *Sun Q., Qi W.* Soft-Demodulation Algorithm for 64-QAM And it's application in HSPA+. School of Electronic and Information Engineering, Beijing Jiao tong University, Beijing, China. 2012.
20. *Shilian Zheng, Xiaoyu Zhou, Shichuan Chen, Peihan Qi, and Xiaoni Yang.* DemodNet: Learning Soft Demodulation from Hard Information Using Convolutional Neural Network, 2020.
21. *Athar W., Sadath Hossain A.H.M, Erman M.* MIMO Channel Equalization and Symbol Detection using Multilayer Neural Network. School of Engineering, Dept of Electrical Engineering Blekinge Institute of Technology. 371 79 Karlskrona. Sweden.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор В.В. Курейчик.

Марьев Александр Александрович – Южный федеральный университет; e-mail: aamarev@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +78634371632; кафедра теоретических основ радиотехники; доцент.

Понимаш Захар Алексеевич – e-mail: ponimashz@mail.ru; тел.: +79885464739; кафедра теоретических основ радиотехники; аспирант.

Maryev Alexander Alexandrovich – Southern Federal University; e-mail: aamarev@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634371632; the department of fundamentals of radio engineering; associate professor.

Ponimash Zahar Alekseevich – e-mail: ponimashz@mail.ru; phone: +79885464739; the department of fundamentals of radio engineering; graduate student.

УДК 621.372.5

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-190-199

А.М. Пилипенко, И.В. Бондаренко

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ С УЧЕТОМ ПОРЯДКА ПЕТЛЕВОГО ФИЛЬТРА*

Представлены модели синтезаторов частот с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ) для диапазона 4,4...4,99 ГГц, который является наиболее перспективным для систем связи 5G в Российской Федерации. Рабочая полоса 4,4...4,99 ГГц предназначена для обеспечения беспроводной связи стандарта 5G в пределах города и не используется другими беспроводными сетями связи гражданского или военного назначения. Целью данной работы является определение оптимальных параметров системы ФАПЧ, позволяющих обеспечить максимальное ослабление паразитных составляющих спектра (ПСС) при минимальном времени установления заданной частоты на выходе синтезатора в полосе выделенной для систем связи 5G. В соответствии с поставленной целью в статье были решены следующие задачи: математическое описание системы ФАПЧ с петлевыми фильтрами различных порядков; анализ частотных характеристик системы ФАПЧ с петлевыми

* Публикация осуществляется в рамках проекта «Разработка нового учебного курса "Методы математического и компьютерного моделирования элементов и устройств инфокоммуникационных систем"», реализуемого победителем грантового конкурса для преподавателей магистратуры 2022/2023 Стипендиальной программы Владимира Потанина.

фильтрами различных порядков; определение оптимальных параметров системы ФАПЧ. В качестве параметров оптимизации использовались отношение постоянных времени петлевого фильтра и запас устойчивости системы ФАПЧ. Для решения поставленных задач был проведен расчет зависимостей ослабления ПСС от параметров оптимизации для случаев применения петлевых фильтров 2-го, 3-го и 4-го порядков. Кроме того, был выполнен анализ зависимостей времени установления заданной частоты от оптимизируемых параметров в трехмерном координатном базисе и определены минимальные значения времени установления частоты для каждого из используемых петлевых фильтров. Показано, что применение петлевых фильтров высокого порядка с оптимальными параметрами позволяет существенно повысить уровень ослабления высших ПСС и одновременно уменьшить время установления заданной частоты. В частности, петлевой фильтр 4-го порядка позволяет обеспечить ослабление высших ПСС на 18 дБ больше и время установления заданной частоты на 12,5% меньше, чем петлевой фильтр 2-го порядка. Кроме того, применение фильтра 4-го порядка позволяет повысить ослабление основной ПСС на 5 дБ по сравнению с петлевым фильтром 2-го порядка.

Система связи 5G; синтезатор частот; фазовая автоподстройка частоты; паразитные составляющие спектра; быстроедействие.

A.M. Pilipenko, I.V. Bondarenko

MODELING AND PARAMETERS OPTIMIZATION OF A PHASE-LOCKED LOOP SYSTEM WITH CONSIDERATION OF THE LOOP FILTER ORDER

Frequency synthesizer models with a phase-locked loop (PLL) system have been obtained for the 4,4...4,99 GHz range, which is the most promising for the fifth generation (5G) communication systems in the Russian Federation. The 4,4...4,99 GHz operating band is intended to provide wireless communications of the 5G standard within the city and is not used by other wireless communications networks for civil or military purposes. The goal of this work is to determine the parameters of a PLL system to implement the frequency synthesizer that provides maximum attenuation of spurs with the minimum setting time of the specified frequency in the band allocated for 5G communication systems. In accordance with the present goal, the following problems are solved: description of frequency synthesizers models based on a PLL system with loop filters of various orders; analysis of the transfer characteristics of the PLL system in the frequency domain; determination of the dependences of the PLL system spurs attenuation and the operation speed upon the order and the parameters of loop filters; calculation of the optimal parameters of the loop filters to ensure maximum spurs attenuation and minimum setting time of the specified frequency. To solve the assigned problems, the dependences of the spurs attenuation upon the optimization parameters were calculated for the cases of using loop filters of the 2nd, 3rd and 4th orders. In addition, an analysis of the dependences of the setting time upon the optimized parameters was performed. It has been shown that the use of high-order loop filters with optimal parameters can significantly increase the level of attenuation of higher spurs and at the same time reduce the setting time of the specified frequency. In particular, the fourth-order loop filter makes it possible to provide 18 dB more attenuation of higher spurs and 12,5% less setting time of the specified frequency than the second-order loop filter. In addition, the use of higher-order filters makes it possible to increase the attenuation of the main spurs by 5 dB compared to the second-order loop filter.

5G communication system; frequency synthesizer; phase-locked loop; spurious spectral components; operation speed.

Введение. В настоящее время в России продолжается развитие систем связи пятого поколения (5G). Для разработки приемопередающих модулей систем связи 5G необходимы синтезаторы частот для следующих диапазонов: FR1 (410 МГц – 7,125 ГГц) и FR2 (24,25 ГГц – 71 ГГц) [1, 2]. В частности, диапазон частот FR1 предназначен для обеспечения связи в пределах города. Рабочая полоса 4,4...4,99 ГГц в диапазоне частот FR1 является наиболее перспективной для реализации систем связи 5G в Российской Федерации, так как данная полоса не используется другими беспроводными сетями связи гражданского или военного назначения [3].

Целью данной работы является определение оптимальных параметров системы ФАПЧ, позволяющих обеспечить максимальное ослабление паразитных составляющих спектра (ПСС) при минимальном времени установления синтезируемой частоты в полосе, выделенной для систем связи 5G.

В соответствии с поставленной целью в работе решаются следующие задачи:

- ◆ математическое описание системы ФАПЧ с петлевыми фильтрами различных порядков;
- ◆ анализ частотных характеристик системы ФАПЧ с петлевыми фильтрами различных порядков;
- ◆ определение оптимальных параметров системы ФАПЧ.

1. Структура синтезатора частот и математическое описание системы ФАПЧ. Синтезатор частот с ФАПЧ (рис. 1) содержит следующие узлы: опорный генератор (ОГ); делитель опорной частоты ($\div R$); частотно-фазовый детектор (ЧФД); фильтр нижних частот (ФНЧ); генератор, управляемый напряжением (ГУН); делитель частоты ГУН ($\div N$) [4].

ЧФД, ФНЧ, ГУН и делитель частоты $\div N$ являются элементами системы ФАПЧ. Математические модели данных элементов в линейном режиме работы системы ФАПЧ описаны ниже.

Ток на выходе ЧФД имеет вид:

$$I_D = K_D \varphi, \quad (1)$$

где K_D – крутизна характеристики ЧФД; φ – разность фаз сигналов на входах ЧФД.

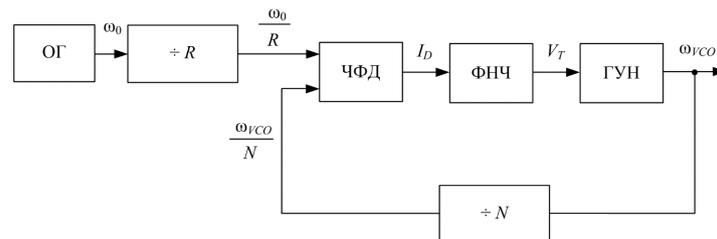


Рис. 1. Структурная схема синтезатора частот с ФАПЧ

ФНЧ системы ФАПЧ (петлевой фильтр) описывается операторным передаточным сопротивлением

$$Z(s) = \frac{V_T}{I_D}, \quad (2)$$

где $s = j\omega$ – оператор Лапласа; $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица; V_T – напряжение на входе ГУН.

Частота ГУН прямо пропорциональна напряжению на его входе:

$$\omega_{VCO} = K_V V_T, \quad (3)$$

где K_V – крутизна характеристики ГУН.

Коэффициент передачи делителя частоты ГУН равен $1/N$.

Соотношение между разностью фаз φ и разностью частот ω сигналов на входах ЧФД имеет вид

$$\varphi = \int_0^t \omega dt,$$

где $\omega = \frac{\omega_0}{R} - \frac{\omega_{VCO}}{N}$.

Как известно, интегрирование мгновенной частоты соответствует делению ее операторного изображения на s . Таким образом, знаменатель передаточной функции разомкнутой системы ФАПЧ будет содержать оператор Лапласа s . Выражение для передаточной функции разомкнутой системы ФАПЧ имеет следующий вид [5]:

$$G(s) = \frac{K_D K_V Z(s)}{Ns}. \quad (4)$$

Передаточная функция замкнутой системы ФАПЧ определяется следующим образом [6]:

$$W(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)}. \quad (5)$$

Для ослабления ПСС в современных синтезаторах частот используются петлевые фильтры 2-го, 3-го и 4-го порядков (рис. 2) [7].

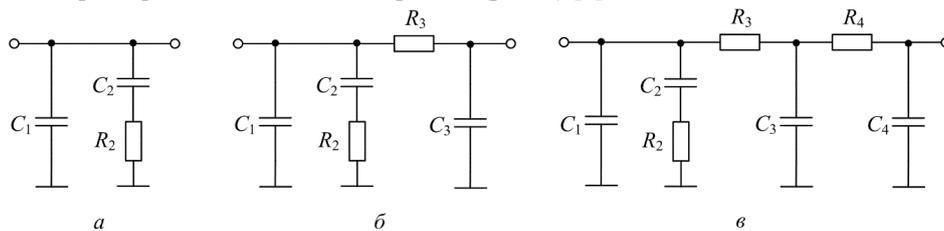


Рис. 2. Принципиальные схемы пассивных петлевых фильтров 2-го порядка (а), 3-го порядка (б) и 4-го порядка (в)

Передаточные сопротивления пассивных петлевых фильтров 2-го, 3-го и 4-го порядков соответственно имеют вид

$$Z_2(s) = \frac{1 + sT_2}{sC_0(1 + sT_1)}; \quad (6)$$

$$Z_3(s) = \frac{1 + sT_2}{sC_0(1 + sT_1)(1 + sT_3)}; \quad (7)$$

$$Z_4(s) = \frac{1 + sT_2}{sC_0(1 + sT_1)(1 + sT_3)(1 + sT_4)}, \quad (8)$$

где T_1, T_2, T_3, T_4 – постоянные времени петлевых фильтров; C_0 – общая емкость петлевого фильтра.

Соотношения, связывающие постоянные времени и общую емкость петлевого фильтра со значениями сопротивлений и емкостей его элементов приведены в [7].

Следует отметить, что в современных синтезаторах частот также применяются активные петлевые фильтры, которые позволяют обеспечить требуемый уровень напряжения на входе ГУН для перестройки синтезатора частот в широких

пределах [8, 9]. Передаточная функция активного петлевого фильтра с точностью до постоянного множителя совпадает с передаточной функцией пассивного петлевого фильтра соответствующего порядка, поэтому результаты данной работы будут справедливы для синтезаторов частот как с пассивным фильтром, так и с активным фильтром.

2. Анализ частотных характеристик системы ФАПЧ. Обобщенная передаточная функция разомкнутой системы ФАПЧ определяется на основании выражений (4), (6)–(8):

$$G(s) = \frac{K_D K_V}{N} \frac{1 + sT_2}{s^2 C_0 (1 + sT_1)(1 + sT_3)(1 + sT_4)}. \quad (9)$$

Значения крутизны характеристики ЧФД K_D и крутизны характеристики ГУН K_V содержатся в технических описаниях соответствующих элементов.

Коэффициент деления частоты ГУН имеет вид:

$$N = \sqrt{N_{\min} N_{\max}}, \quad (10)$$

где $N_{\min} = f_{VCO \min} / f_{PFD}$ и $N_{\max} = f_{VCO \max} / f_{PFD}$; $f_{VCO \min}$ и $f_{VCO \max}$ – минимальная и максимальная частоты ГУН; f_{PFD} – частота сравнения.

Постоянные времени T_1 и T_2 определяются численными методами из следующих уравнений [10, 11]:

$$\psi = \arctg(\omega_c T_2) - \arctg(\omega_c T_1) - \arctg(\omega_c T_3) - \arctg(\omega_c T_4); \quad (11)$$

$$T_2 = \frac{\gamma}{\omega_c^2 (T_1 + T_3 + T_4)}, \quad (12)$$

где γ – основной параметр оптимизации; ψ – запас устойчивости системы ФАПЧ; $\omega_c = 2\pi f_c$ – частота среза системы ФАПЧ.

Постоянные времени T_3 и T_4 имеют следующие значения:

$$T_3 = T_4 = 0 \text{ – для петлевого фильтра 2-го порядка;}$$

$$T_3 = \lambda T_1, T_4 = 0 \text{ – для петлевого фильтра 3-го порядка;}$$

$$T_3 = \lambda T_1, T_4 = \lambda^2 T_1 \text{ – для петлевого фильтра 4-го порядка,}$$

где λ – вспомогательный параметр, оптимальное значение которого равно единице [10].

Общая емкость системы ФАПЧ рассчитывается по формуле [12]:

$$C_0 = \frac{K_D K_V}{N \omega_c^2} \sqrt{\frac{1 + \omega_c^2 T_2^2}{(1 + \omega_c^2 T_1^2)(1 + \omega_c^2 T_3^2)(1 + \omega_c^2 T_4^2)}}. \quad (13)$$

С учетом выражений (10)–(13) передаточные функции (4) и (5) можно представить в виде зависимостей от частоты и оптимизируемых параметров

$$G(s) = G(\omega, \gamma, \psi) \text{ и } W(s) = W(\omega, \gamma, \psi).$$

3. Определение оптимальных параметров системы ФАПЧ. Оптимальные значения параметров γ и ψ должны обеспечивать максимальное ослабление ПСС при минимальном времени установления частоты.

Уровень ослабления ПСС можно определить по формуле [13]:

$$L_k = -20 \lg |W(\omega, \gamma, \lambda)|_{\omega=k\omega_{PFD}}, \quad (14)$$

где k – номер ПСС; $\omega_{PFD} = 2\pi f_{PFD}$.

Частота сравнения f_{PFD} определяется полосой частот одного канала системы связи [14].

Время установления заданной частоты определяется максимальной постоянной времени замкнутой системы ФАПЧ

$$t_L = 5 \max(\tau_k). \quad (15)$$

Постоянные времени замкнутой системы ФАПЧ будем определять с помощью следующего соотношения:

$$\tau_k = \frac{1}{|\operatorname{Re}(p_k)|}, \quad (16)$$

где p_k – полюсы функции $W(s)$.

Полюсы функции $W(s)$ – это значения $s = p_k$, при которых знаменатель $W(s)$ равен нулю. Полагая, что $W(s) = A(s)/B(s)$, полюсы функции $W(s)$ можно найти из уравнения

$$B(s)|_{s=p_k} = 0. \quad (17)$$

Нетрудно показать, что знаменатель $W(s)$ представляет собой степенной полином $(n + 1)$ -порядка, где n – порядок петлевого фильтра. Таким образом, корни уравнения (17) можно найти методом Лагерра, который реализован, например, в программе компьютерной математики Mathcad [15, 16].

На рис. 3 представлены зависимости ослабления основной ПСС ($k = 1$) от оптимизируемых параметров γ и ψ при использовании петлевых фильтров различных порядков. Указанные зависимости определялись для модели синтезатора частот, соответствующей системам связи 5G: $f_{VCO_{\min}} = 4,4$ ГГц; $f_{VCO_{\max}} = 4,99$ ГГц; $f_{PFD} = 5$ МГц; $f_c = f_{PFD}/10 = 500$ кГц; $K_D = 5/2\pi$ мА/рад; $K_V = 2\pi \cdot 337 \cdot 10^6$ (рад/с)/В [17–21].

Как видно из рис. 3 ослабление ПСС возрастает при увеличении параметра оптимизации γ и уменьшении запаса устойчивости ψ . Однако, при таком изменении параметров γ и ψ возрастает время установления заданной частоты [7], таким образом оптимальные значения параметров γ и ψ необходимо определять из условия минимума времени установления заданной частоты (16).

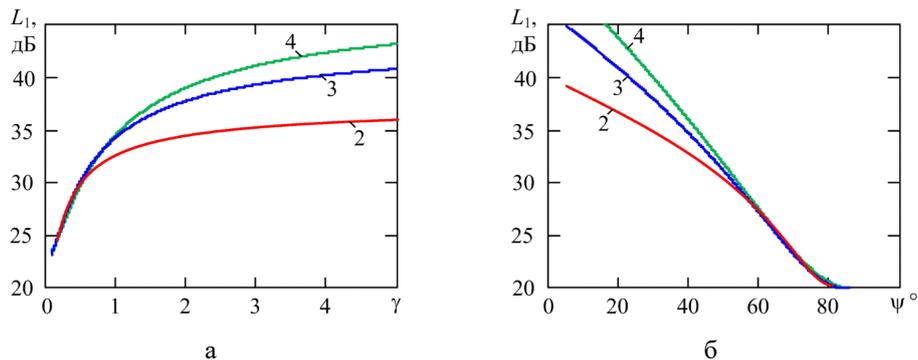


Рис. 3. Зависимости ослабления основной ПСС от параметра оптимизации γ при $\psi = 45^\circ$ (а) и от запаса устойчивости ψ при $\gamma = 1$ (б) для случаев применения петлевых фильтров 2-го, 3-го и 4-го порядков

На рис. 4 представлены зависимости времени установления заданной частоты от оптимизируемых параметров $t_L(\gamma, \psi)$ при использовании петлевых фильтров различных порядков. Анализ зависимостей $t_L(\gamma, \psi)$ позволяет определить оптимальные параметры системы ФАПЧ.

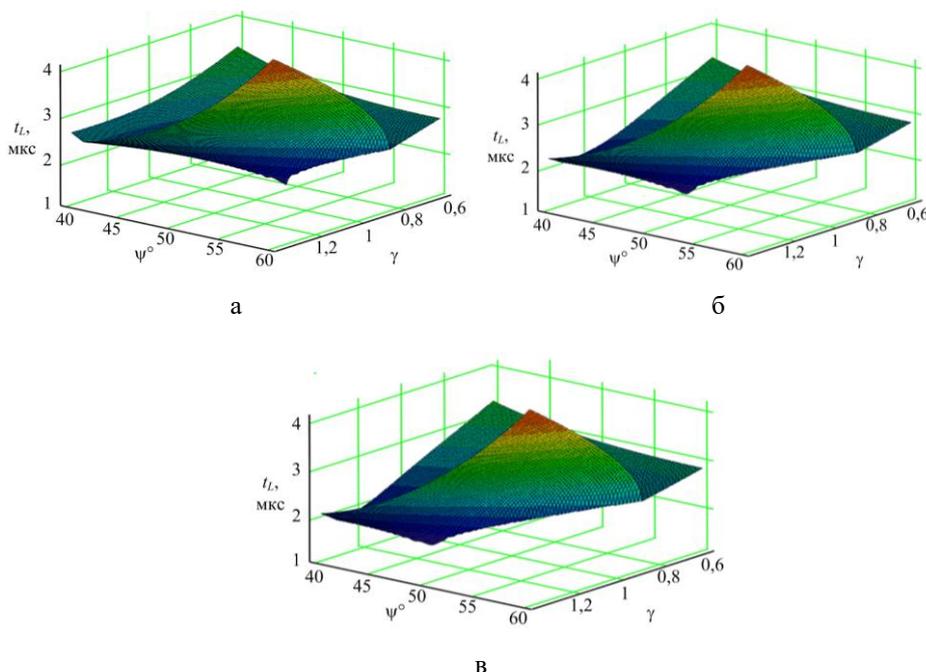


Рис. 4. Зависимости времени установления заданной частоты от оптимизируемых параметров γ и ψ при использовании петлевого фильтра 2-го порядка (а), 3-го порядка (б) и 4-го порядка (в)

В табл. 1 приведены оптимальные параметры системы ФАПЧ и соответствующие этим параметрам минимальные значения времени установления заданной частоты при использовании петлевых фильтров различных порядков. Кроме того, в табл. 1 приведены уровни ослабления основной и высших ПСС, рассчитанные для найденных оптимальных параметров.

Таблица 1

Оптимальные параметры и характеристики системы ФАПЧ

Порядок петлевого фильтра	γ	ψ°	t_L , мкс	L_1 , дБ	L_2 , дБ	L_3 , дБ
2	1	53	1,6	30	43	50
3	1,15	49	1,5	34	51	61
4	1,21	47	1,4	35	55	68

Как видно из табл. 1 с ростом порядка петлевого фильтра увеличивается оптимальное значения параметра γ и уменьшается оптимальное значение запаса устойчивости. Применение фильтров высокого порядка обеспечивает существенное снижение уровня высших ПСС ($k \geq 2$) при одновременном уменьшении уровня основной ПСС ($k = 1$) и времени установления заданной частоты.

Заключение. В данной работе проведено моделирование синтезаторов частот, предназначенных для систем связи 5G. Полученные результаты позволяют определить оптимальные параметры системы ФАПЧ для обеспечения максимального ослабления ПСС при минимальном времени установления синтезируемой частоты.

Показано, что применение петлевых фильтров высокого порядка с оптимальными параметрами позволяет существенно повысить уровень ослабления высших ПСС и одновременно уменьшить время установления заданной частоты. В частности, петлевой фильтр 4-го порядка позволяет обеспечить ослабление высших ПСС на 18 дБ больше и время установления заданной частоты на 12,5% меньше, чем петлевой фильтр 2-го порядка. Кроме того, применение фильтра 4-го порядка позволяет повысить ослабление основной ПСС на 5 дБ по сравнению с петлевым фильтром 2-го порядка.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. 3GPP TS 38.104 V18.0.0, Base Station (BS) radio transmission and reception; Technical Specification Group Radio Access Network, 3rd Generation Partnership Project, 2022.
2. Fang D., Qian Y., Hu R.Q. Security for 5G Mobile Wireless Networks // IEEE Access. – 2018. – Vol. 6. – P. 4850-4874.
3. Мовчан А.К., Рогожников Е.В., Дмитриев Э.М., Новичков С.А., Лаконцев Д.В. Расчет ослабления сигнала сетей сотовой связи 5G для частот диапазона FR1 // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25, № 1. – С. 17-23. – DOI: 10.21293/1818-0442-2021-25-1-17-23.
4. Pilipenko A. M. Increasing Operation Speed of Frequency Synthesizers Using Nonlinear Control in Phase-Locked Loop System // 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). Divnomorskoe, Russia, 2021. – P. 385-388. – DOI: 10.1109/RSEMW52378.2021.9494078.
5. Pilipenko A.M. Simulation and parameters optimization of hybrid frequency synthesizers for wireless communication systems // 2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Astana, Kazakhstan, 2017. – P. 1-6. – DOI: 10.1109/SIBCON.2017.7998453.
6. Бесекерский В.Л., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. – 4-е изд. перераб. и доп. – СПб.: Изд-во «Профессия», 2003. – 752 с.
7. Vanerjee D. PLL Performance, Simulation and Design. – 5th ed. – Dog Ear Publishing, LLC, 2017. – 500 p.
8. Харни О., Иоффе Д. Разработка точной петли фазовой автоподстройки частоты с высоковольтным ГУН // Компоненты и технологии. – 2010. – № 7 (108). – С. 138-142.
9. Chenakin A. Frequency Synthesizers: Concept to Product. – Norwood, MA: Artech House, 2011. – 214 p.
10. Pilipenko A.M. Parameter Optimization of Frequency Synthesizers for 5G Communication Systems // 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). – Divnomorskoe, Russian Federation, 2023. – P. 276-279. – DOI: 10.1109/RSEMW58451.2023.10202136.
11. Rohde U.L., Rubiola E., Whitaker J.C. Microwave and Wireless Synthesizers: Theory and Design. – 2nd ed. – Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2021. – 816 p.
12. Best R.E. Phase-Locked Loops Design, Simulation and Applications. – 6th ed. – New York: McGraw-Hill, 2007. – 490 p.
13. Шахтарин Б.И., Прохладин Г.Н., Иванов А.А., Быков А.А., Чечулина А.А., Гречищев Д.Ю. Синтезаторы частот: учеб. пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 128 с.
14. Пилипенко А.М., Кольцов А.А. Анализ переходных процессов в синтезаторах частот с различными характеристиками нелинейного звена в контуре фазовой автоподстройкой частоты // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 6 (223). – С. 52-63. – DOI: 10.18522/2311-3103-2021-6-52-63.
15. Press W.H., Teukolsky S.A., Vetterling W.T., Flannery B.P. Numerical Recipes: The Art of Scientific Computing. – 3rd ed. – New York: Cambridge University Press, 2007. – 1235 p.
16. Дьяконов В.П. Энциклопедия Mathcad 2001i и Mathcad 11. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 832 с.

17. Kuai L., Hong W., Chen J., Zhou H. A Frequency Synthesizer for LO in Millimeter-wave 5G Massive MIMO System // 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – Singapore, 2019. – P. 1014-1016.
18. HMC586LC4B Wideband MMIC VCO w/ Buffer Amplifier, 4 – 8 GHz, Data Sheet, Analog Devices, 2017. – <https://www.micro-semiconductor.com/datasheet/ee-HMC586LC4BTR-R5.pdf>.
19. PLL Frequency Synthesizer ADF4106, Data Sheet, Analog Devices, 2012. – <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/670927/AD/ADF4106BCPZ.html>.
20. 74HCT9046A PLL with band gap controlled VCO. Product data sheet. – Rev. 9. – Nexperia B.V. 2020.
21. Пилипенко А.М. Исследование быстродействия гибридных синтезаторов частот // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2016. – № 3 (176). – С. 15-30.

REFERENCES

1. 3GPP TS 38.104 V18.0.0, Base Station (BS) radio transmission and reception; Technical Specification Group Radio Access Network, 3rd Generation Partnership Project, 2022.
2. Fang D., Qian Y., Hu R.Q. Security for 5G Mobile Wireless Networks, *IEEE Access*, 2018, Vol. 6, pp. 4850-4874.
3. Movchan A.K., Rogozhnikov E.V., Dmitriev E.M., Novichkov S.A., Lakontsev D.V. Raschet oslableniya signala setey sotovoy svyazi 5G dlya chastot diapazona FR1 [Calculation of signal attenuation of 5G cellular networks for frequencies of the FR1 band], *Doklady TUSUR* [Proceedings of TUSUR University], 2022, Vol. 25, No. 1, pp. 17-23. DOI: 10.21293/1818-0442-2021-25-1-17-23.
4. Pilipenko A. M. Increasing Operation Speed of Frequency Synthesizers Using Nonlinear Control in Phase-Locked Loop System, *2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). Divnomorskoe, Russia, 2021*, pp. 385-388. DOI: 10.1109/RSEMW52378.2021.9494078.
5. Pilipenko A.M. Simulation and parameters optimization of hybrid frequency synthesizers for wireless communication systems, *2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Astana, Kazakhstan, 2017*, pp. 1-6. DOI: 10.1109/SIBCON.2017.7998453.
6. Besekerskiy V.L., Popov E.P. Teoriya sistem avtomaticheskogo upravleniya [Theory of automatic control systems]. 4th ed. Saint Petersburg: Izd-vo «Professiya», 2003, 752 p.
7. Banerjee D. PLL Performance, Simulation and Design. 5th ed. Dog Ear Publishing, LLC, 2017, 500 p.
8. Kharni O., Ioffe D. Razrabotka tochnoy petli fazovoy avtopodstroyki chastoty s vysokovol'tnym GUN [Designing High-Performance Phase-Locked Loops with High-Voltage VCOs], *Komponenty i tekhnologii* [Components & Technologies], 2010, No. 7 (108), pp. 138-142.
9. Chenakin A. Frequency Synthesizers: Concept to Product. Norwood, MA: Artech House, 2011, 214 p.
10. Pilipenko A.M. Parameter Optimization of Frequency Synthesizers for 5G Communication Systems, *2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). – Divnomorskoe, Russian Federation, 2023*, pp. 276-279. DOI: 10.1109/RSEMW58451.2023.10202136.
11. Rohde U.L., Rubiola E., Whitaker J.C. Microwave and Wireless Synthesizers: Theory and Design. 2nd ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2021, 816 p.
12. Best R.E. Phase-Locked Loops Design, Simulation and Applications. 6th ed. New York: McGraw-Hill, 2007, 490 p.
13. Shakhhtar B.I., Prokhladin G.N., Ivanov A.A., Bykov A.A., Chechulina A.A., Grechishchev D.Yu. Sintezatory chastot: ucheb. posobie [Frequency synthesizers: tutorial]. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2007, 128 p.
14. Pilipenko A.M., Kol'tsov A.A. Analiz perekhodnykh protsessov v sintezatorakh chastot s razlichnymi kharakteristikami nelineynogo zvena v konture fazovoy avtopodstroykoj chastoty [Analysis of transient processes in PLL frequency synthesizers with various characteristics of nonlinear link], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2021, No. 6 (223), pp. 52-63. DOI: 10.18522/2311-3103-2021-6-52-63.
15. Press W H., Teukolsky S.A., Vetterling W.T., Flannery B.P. Numerical Recipes: The Art of Scientific Computing. 3rd ed. New York: Cambridge University Press, 2007, 1235 p.
16. D'yakonov V.P. Entsiklopediya Mathcad 2001i i Mathcad 11 [Encyclopedia Mathcad 2001i and Mathcad 11]. Moscow: SOLON-Press, 2004, 832 p.

17. Kuai L., Hong W., Chen J., Zhou H. A Frequency Synthesizer for LO in Millimeter-wave 5G Massive MIMO System, 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). Singapore, 2019, pp. 1014-1016.
18. HMC586LC4B Wideband MMIC VCO w/ Buffer Amplifier, 4–8 GHz, Data Sheet, Analog Devices, 2017. Available at: <https://www.micro-semiconductor.com/datasheet/ee-HMC586LC4BTR-R5.pdf>.
19. PLL Frequency Synthesizer ADF4106, Data Sheet, Analog Devices, 2012. Available at: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/670927/AD/ADF4106BCPZ.html>.
20. 74HCT9046A PLL with band gap controlled VCO. Product data sheet. Rev. 9. Nexperia B.V. 2020.
21. Pilipenko A.M. Issledovanie bystrodeystviya gibridnykh sintezatorov chastot [Research of performance of hybrid frequency synthesizers], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2016, No. 3 (176), S. 15-30.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. Ю.А. Кравченко.

Пилипенко Александр Михайлович – Южный федеральный университет; e-mail: ampilipenko@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 88634371632; кафедра теоретических основ радиотехники; к.т.н.; доцент; зав. кафедрой.

Бондаренко Иван Владимирович – ПАО «Яковлев», филиал «Региональные самолеты»; e-mail: vanya5911@mail.ru; г. Таганрог, Россия; инженер-конструктор.

Pilipenko Alexandr Mikhaylovich – Southern Federal University; e-mail: ampilipenko@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634371632; the department of fundamentals of radio engineering; cand. of eng. sc.; associate professor; head of the department.

Bondarenko Ivan Vladimirovich – PJSC «Yakovlev», branch «Regional aircraft»; e-mail: vanya5911@mail.ru; Taganrog, Russia; design engineer.

УДК 004.42+004.3; 57.08+615.47+615.8 DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-199-211

А.В. Проскуряков

АНАЛИЗ ПОДХОДОВ К ПРОЕКТИРОВАНИЮ И РЕАЛИЗАЦИИ МЕДИЦИНСКИХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ КОНЦЕПЦИИ КИБЕРФИЗИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ВЕРИФИКАЦИИ СОСТОЯНИЯ ФРАГМЕНТОВ МЕДИЦИНСКИХ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Рассматриваются подходы и их анализ к проектированию и реализации медицинских информационных систем на базе концепции киберфизической системы для решения задач верификации состояния фрагментов медицинских биологических объектов в процессе диагностики заболеваний. Показана актуальность разработки средств и методов автоматизации процессов диагностики и лечения на базе передовых технологий с повсеместным внедрением медицинских информационных систем (МИС), медицинских автоматизированных информационных систем (МАИС), медицинских автоматизированных диагностических информационных систем (МАДИС) на базе комплекса технических средств (КТС) вычислительной техники (ВТ), комплекса программных средств (КПС,) системных и инструментальных, сетевых технологий и вычислительных сетей, новых информационных технологий в целом, при реализации модели развития отечественного производства технологического оборудования и медицинских изделий. Сделан анализ, что должна включать в свой состав, по какому принципу строиться, каким принципам построения удовлетворять МИС, как киберфизическая система (КФС). Показана технологическая последовательность, представляющая собой анализ рентгенографических изображений, принятие решений на основании анализа этих изображений, постановка диагноза на основании принятых решений подсистемой принятия решений МИС, которые должны осуществляться путем разработки и применения алгоритмов автоматизации процесса диагностики, реализуемых

разработанным программным и информационным обеспечением для обслуживания подсистемы принятия решений. Описана реализация процесса верификации состояния фрагментов биологических объектов по компьютерно - томографическим изображениям МИС. В статье акцент сделан на анализ рентгенографических изображений, принятие решений на основании анализа этих изображений, постановка диагноза на основании принятых решений. Приведены примеры прикладной, практической реализации программного и информационного обеспечения процесса автоматизации верификации медицинских объектов в виде экранных форм для работы с фрагментами исследуемого объекта и результатами анализа рентгенографических изображений. Всё это позволяет повысить оперативность, точность верификации состояния медицинских биологических объектов, достоверность процесса диагностики заболеваний. Показана научная новизна, результаты апробации материала, представленного в статье на международных, всероссийских конференциях, научных журналах.

Автоматизация; биологический; верификация; безэталонный метод верификации; диагностика; информация; киберфизическая; медицинский; метод; метод эталонный; подсистема; программно-аппаратный модуль; процесс; система; статистика; рентгенография; решение; томография; энтропия; эталон.

A.V. Proskuryakov

ANALYSIS OF APPROACHES TO THE DESIGN AND IMPLEMENTATION OF MEDICAL INFORMATION SYSTEMS BASED ON THE CONCEPT OF A CYBER-PHYSICAL SYSTEM FOR SOLVING PROBLEMS OF VERIFYING THE STATE OF FRAGMENTS OF MEDICAL BIOLOGICAL OBJECTS

This article discusses approaches and their analysis to the design and implementation of medical information systems based on the concept of a cyberphysical system for solving problems of verifying the state of fragments of medical biological objects in the process of diagnosing diseases. The relevance of the development of tools and methods for automating diagnostic and treatment processes based on advanced technologies with the widespread introduction of medical information systems (MIS), medical automated information systems (MAIS), medical automated diagnostic information systems (MADIS) based on a complex of technical means (CTS) of computer technology (VT), a complex of software (KPS,) system and instrumental, network technologies and computer networks, new information technologies in general, when implementing a model for the development of domestic production of technological equipment and medical products. An analysis is made of what should be included in its composition, according to which principle it should be built, which principles of construction should satisfy the MIS, as a cyberphysical system (CFS). The technological sequence is shown, which is the analysis of X-ray images, decision-making based on the analysis of these images, diagnosis based on the decisions made by the decision-making subsystem of the MIS, which should be carried out by developing and applying algorithms for automating the diagnostic process implemented by the developed software and information support for the maintenance of the decision-making subsystem. The implementation of the process of verifying the state of fragments of biological objects using computed tomographic images of MIS is described. The article focuses on the analysis of X-ray images, decision-making based on the analysis of these images, diagnosis based on the decisions made. Examples of applied, practical implementation of software and information support for the process of automation of verification of medical facilities in the form of screen forms for working with fragments of the object under study and the results of the analysis of radiographic images are given. All this makes it possible to increase the efficiency, accuracy of verification of the state of medical biological objects, the reliability of the disease diagnosis process. The scientific novelty, the results of the approbation of the material presented in the article at international, All-Russian conferences, scientific journals are shown.

Automation; biological; verification; non-etalon verification method; diagnostics; information; cyberphysical; medical; method; reference method; subsystem; hardware and software module; process; system; statistics; radiography; solution; tomography; entropy; standard.

Введение. В данной статье рассматриваются подходы и их анализ к проектированию и реализации медицинских информационных систем на базе концепции киберфизической системы для решения задач верификации состояния фрагментов медицинских биологических объектов в процессе диагностики заболеваний.

Следует отметить, что современный этап развития медицины характеризуется развитием и внедрением новых методов, способов диагностики, позволяющих повысить своевременность, точность и достоверность диагностических мероприятий в различных областях и направлениях медицины. Развитие информационных технологий и современных средств телекоммуникаций, появление в клиниках большого количества медицинских приборов, отдельных компьютеров привели к новому витку автоматизации процессов обработки информации, а также к значительному росту числа медицинских информационных систем лечебно-профилактических учреждений (ЛПУ), клиник [1–4].

Таким образом, в современных условиях развития акцент делается на диагностические направления медицины, методы и способы ранней диагностики, а также медицинские автоматизированные диагностические информационные системы.

Решению задач повышения эффективности диагностики заболеваний путём своевременного выявления различных заболеваний и проведения дифференциальной диагностики мешают следующие проблемы, такие как: сокращение финансирования, в результате огромное количество медучреждений в средних, малых городах и сельской местности могут остаться неохваченными передовыми технологиями в области диагностики и лечения заболеваний, превышение импорта по отношению к экспорту медицинского оборудования и медицинских изделий, то есть большая импортозависимость в данной области.

Выходом в создавшейся ситуации является, разработка средств и методов автоматизации процессов диагностики и лечения на базе передовых технологий с повсеместным внедрением медицинских информационных систем (МИС), медицинских автоматизированных информационных систем (МАИС), медицинских автоматизированных диагностических информационных систем (МАДИС) на базе комплекса технических средств (КТС) вычислительной техники (ВТ), комплекса программных средств (КПС) системных и инструментальных, сетевых технологий и вычислительных сетей, новых информационных технологий в целом, при реализации модели развития отечественного производства технологического оборудования и медицинских изделий с учётом поддержки государства, позволяющих своевременно, оперативно осуществлять диагностику, лечение, сопровождение пациентов в клиниках и стационарах [1, 3–6].

Одним из таких перспективных направлений является подход к проектированию и реализации медицинских информационных систем на базе концепции киберфизической системы.

Постановка задачи. Данная работа ориентирована на рассмотрении подхода к проектированию и реализации медицинских информационных систем на базе концепции киберфизической системы для решения задач в процессе верификации медицинских биологических объектов и их фрагментов по рентгенографическим и компьютерно-томографическим снимкам медицинской информационной системой, как киберфизической системы для автоматизации диагностики заболеваний.

Следует отметить то, что рассмотрение и решение данных задач было невозможно без информатизации медицины и здравоохранения в целом, которое в мире идет уже в течение нескольких десятилетий. Можно выделить следующие этапы информатизации медицины.

1. Информатизация начиналась с поддержки отдельных врачебных решений.

2. Далее произошло изменение направления на автоматизацию управленческих процессов.

3. Произошёл возврат к дифференцированным информационным системам по отдельным клиническим направлениям и по проблемам, которые обеспечивали поддержку и реализацию различных бизнес-процессов.

4. В дальнейшем медицинские информационные системы (МИС, в английском варианте наиболее близко HIS – информационные системы здравоохранения), обеспечивающие традиционную информатизацию и компьютеризацию процессов медицинской организации, начали трансформироваться в гибридные МИС, включающие модули поддержки принятия решений, реализованные различными способами.

Анализ предметной области. Дадим определение киберфизической системы.

Определение 1. Киберфизическая система (от англ. *cyber-physical system*) – информационно-технологическая концепция, подразумевающая интеграцию вычислительных ресурсов в физические сущности любого вида, включая биологические и рукотворные объекты.

В киберфизических системах вычислительная компонента распределена по всей физической системе, которая является её носителем, и синергетически увязана с её составляющими элементами

То есть киберфизическая система (КФС) – это система, основанная на интеграции вычислений с физическими процессами. Встраиваемые компьютеры совместно с сетями осуществляют мониторинг и контроль за физическими процессами, обычно путем передачи данных через узлы системы, где физические процессы влияют на вычисления и наоборот.

Таким образом можно выделить следующие основные особенности КФС.

1. Киберфизическая система представляет собой сложную распределенную систему, тесно интегрированную с глобальной сетью Интернет и его пользователями.

2. В КФС физические и программные компоненты тесно взаимосвязаны.

3. Каждая компонента работает в разных пространственных и временных масштабах, проявляет множество различных поведенческих модальностей и взаимодействует с другими множеством способов, которые меняются в зависимости от поступающих сигналов и контекста.

Следовательно можно сделать выводы:

- ◆ компоненты КФС функционируют в различных пространственных и временных масштабах;
- ◆ характеризуются множеством модальностей;
- ◆ взаимодействуют множеством способов, изменяющихся в зависимости от контекста.

Несомненно то, что наибольший интерес представляет применение концепции КФС применительно к промышленным производственным системам. Однако наряду с промышленностью, производственными процессами актуальность применение концепции КФС в медицине очевидна.

Поэтому следует отметить, что;

◆ в киберфизических системах (КФС) в промышленности и других областях и отраслях деятельности вычислительные элементы взаимодействуют с датчиками, которые обеспечивают мониторинг показателей, и с исполнительными элементами, которые вносят изменения в киберфизическую среду;

◆ обработка биосигналов вычислительными системами должна сопровождаться их интеллектуальным анализом, т.е. вычислительные элементы и интеллектуальные решатели взаимодействуют с мониторирующими системами.

Следовательно таким образом, в системе охраны здоровья в реальном времени осуществляется дистанционный мониторинг параметров различных систем организма с их количественной и контекстной оценкой, выдачей контролирующей информации и, при необходимости, решений или рекомендаций.

В настоящее время одним из актуальных направлений развития компьютерных технологий в различных отраслях промышленности, в том числе и медицине, становится обработка цифровых изображений, которая предполагает:

- 1) улучшение качества изображения;
- 2) восстановление поврежденных изображений;
- 3) распознавание отдельных элементов изображения.

Использование методов интерактивной обработки цифровых изображений дает возможность получения новой диагностической информации, создания систематизированных электронных архивов рентгенодиагностической информации. Распознавание патологических процессов является одной из наиболее важных задач автоматизированной обработки и анализа медицинских изображений [2, 3, 5].

При рассмотрении процесса верификации медицинских биологических объектов и их фрагментов подсистемой поддержки принятия решений для диагностики заболеваний и представлении его, как автоматизированного технологического процесса, можно выделить следующие этапы:

- 1) обработка рентгенографических изображений;
- 2) анализ рентгенографических изображений;
- 3) принятие решений на основании анализа этих изображений;
- 4) постановка диагноза на основании принятых решений.

Анализ рентгенографических изображений, принятие решений на основании анализа этих изображений, постановка диагноза на основании принятых решений подсистемой принятия решений МИС должны осуществляться путём разработки и применения алгоритмов автоматизации процесса диагностики, реализуемых разработанным программным и информационным обеспечением для обслуживания подсистемы принятия решений [5, 7–10].

Синтезируемая МИС как киберфизическая система, обеспечивающая получение, хранение, обработку, выдачу диагностической информации должна:

- 1) включать в свой состав автоматизированные рабочие места (АРМ) врачей клиницистов;
- 2) строиться по принципу интеграции отдельных подсистем в единую целую систему;
- 3) каждая подсистема удовлетворять модульному принципу построения, развития и подключения – интеграции в систему на уровне комплекса технических средств (КТС);
- 4) удовлетворять модульному принципу построения на уровне комплекса программных средств (КПС);
- 5) поддерживать управление и работу сервисных служб системы;
- 6) в качестве инфраструктуры построения данной системы использовать сети, вычислительные сети Intranet / Internet, позволяющие осуществлять оперативный обмен информацией между основными компонентами системы, независимо от местоположения пациента и диагностической аппаратуры;
- 7) формировать и выдавать оперативные и достоверные результаты диагностики.

В качестве объектов исследования в процессе верификации могут выступать: объект наблюдения (ОН), объект контроля (ОК) и объект управления (ОУ). В нашем случае при решении задачи постановки диагноза в процессе верификации в качестве объектов исследования более подходящими могут выступать ОК.

Определим объекты процесса верификации медицинских биологических объектов и их фрагментов, как технологического процесса подсистемой поддержки принятия решений МИС, при диагностике заболеваний. При конкретизации в роли ОК, в качестве базового медицинского биологического объекта выступает пациент, а в качестве фрагментов медицинского биологического объекта выступают отдельные органы и области в организме пациента, подлежащие обследованию при диагностике заболеваний.

Важной задачей при анализе рентгенографических изображений медицинских биологических объектов и их фрагментов является решение задачи улучшения качества изображения.

С целью улучшения качества рентгеновских снимков и повышения их информативности был разработан алгоритм и реализовано программное обеспечение подсистемы программного обеспечения для их коррекции и анализа, включающая следующие функциональные возможности:

- 1) поворот, отражение и инвертирование изображения;
- 2) применение алгоритмов шумоподавления;
- 3) коррекция общей интенсивности изображения;
- 4) анализ областей методами математической статистики.

Реализация процесса верификации медицинских биологических объектов и их фрагментов медицинской информационной системой как киберфизической системой. В данной статье в качестве объектов исследования в процессе верификации, представляющего собой автоматизированный процесс верификации фрагментов медицинских биологических объектов выступают лобные и гайморовы пазухи, состояние которых является фактором для выявления ряда ЛОР болезней при рассмотрении диагностики этого вида заболеваний. В рассматриваемом процессе диагностики лобных пазух, границы которых выделены красной пунктирной линией и гайморовых пазух, выделенные на снимке жёлтой пунктирной линией, информативными областями, которые подлежат исследованию, являются непосредственно пазухи, а также глазницы на рис. 1 [7, 8, 10].

Пример экранной формы для работы с фрагментами исследуемого объекта посредством анализа информативных областей на рентгеновском снимке представлены на рис. 1.

В процессе функционирования подсистемы поддержки принятия решений МИС могут использоваться различные математические модели следующих методов (способов) верификации, используемых для диагностики:

- 1) метод сравнения с эталоном, основанный на математической статистике при автоматической диагностике рентгенографического изображения изображения, выбранного фрагмента снимка, на котором имеет место постоянное значение интенсивности яркости;
- 2) метод, основанный на вычислении расстояния между изображениями эталона и исследуемой области;
- 3) метод, основанный на вычислении оценки информативности эталона и исследуемой области;
- 4) безэталонный метод обработки изображений исследуемых областей на рентгенографическом снимке;
- 5) информационно-энтропийный метод диагностики.

При использовании метода сравнения с эталоном, основанном на математической статистике при автоматической диагностике рентгенографического изображения изображения необходимо выделять эталонную и исследуемую области на снимке.

Примеры программной и информационной реализации процесса верификации медицинских биологических объектов и их фрагментов. Режим работы «Редактор снимков». После выбора нового, либо открытия ранее сохраненного в базе данных снимка, возможно его редактирование. Интерфейс экранной формы окна режима редактирования показан на рис. 2.

Для начала требуется задать правильное положение снимка в редакторе с помощью кнопок:

1.  – поворот по часовой стрелке;
2.  – отобразить слева на право.

Последовательность действий при использовании редактора снимков заключается в следующем.

- 1) необходимо выделить новую область для анализа;
- 2) чтобы выделить новую область необходимо в сегменте «Область» выбрать её название и задать используемый для отображения контуров и графиков цвет кнопкой .

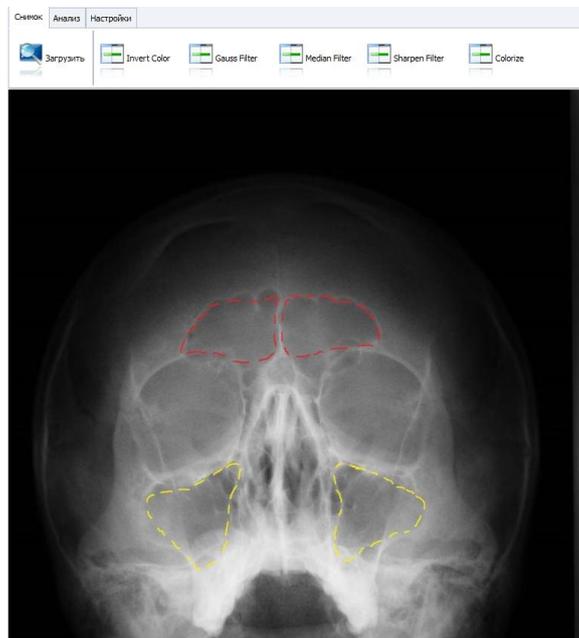


Рис. 1. Информативные области исходного изображения в процессе прохождения инструментального исследования для верификации фрагментов исследуемых объектов

3) затем выделить контуром желаемую часть на снимке с помощью левой клавиши мыши;

4) после завершения выделения объекта на снимке автоматически отображается информация о его характеристиках:

- 4.1. «Математическое ожидание».
- 4.2. «Дисперсия».
- 4.3. «Среднеквадратическое отклонение».
- 4.4. «Коэффициент вариации».
- 4.5. «Неоднородность».

5). затем так же на графике строится гистограмма с соответствующим цветом выделенной области.

Результаты анализа и обработки должны быть сохранены в базе данных. Для сохранения результата необходимо воспользоваться кнопкой , либо повторите выделение при неудачном выборе области.

В списке областей отображаются названия сохраненных результатов выделенных в процессе исследования объектов, где отмеченные галочкой объекты отображаются на графике.

Список можно редактировать:

- 1) меняя цвет либо название сохраненной области кнопкой ;
- 2) а так же удалять ненужные результаты кнопкой .

Режим работы «Анализ результатов». Если дважды нажать левой клавишей мыши на график гистограмм, то запустится окно анализа выделенных областей. Окно анализа выделенных областей для анализа объектов отмеченных галочками в списке показано на рис. 3. В нем можно провести визуальное и числовое сравнение характеристик выделенных областей, выбрав в сегментах «Объект» и «Эталон» названия анализируемых выборок, после чего их характеристики будут отображены на графиках и вписаны в соответствующие поля.

Для подробного анализа одной из выделенных областей, требуется отметить её в списке и после отображения области, нажать на неё дважды левой кнопкой мыши. В результате будет отображено дополнительное окно анализа одной из выделенных областей.

Научная новизна. Результаты. Научная новизна заключается в одном из подходов анализа к проектированию и реализации медицинских информационных систем на базе концепции киберфизической системы для:

1) решения задач верификации состояния фрагментов медицинских биологических объектов в процессе диагностики заболеваний медицинской информационной системой, как киберфизической системой для автоматизации диагностики заболеваний [8, 10–12];

2) синтеза алгоритмов реализуемых программным и информационным обеспечением медицинской информационной системы [7, 10–13];

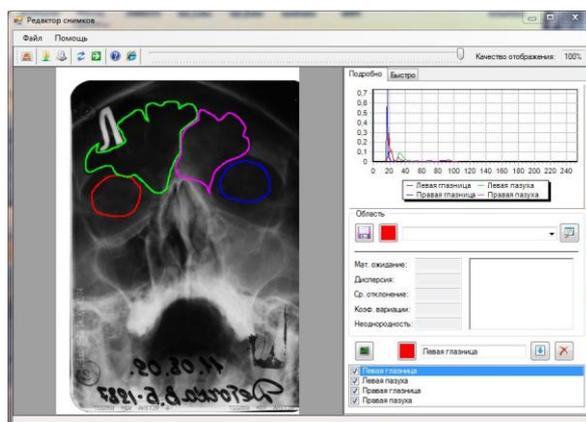


Рис. 2. Экранная форма режима работы «Редактор снимков». Выделение эталонного и исследуемого фрагмента объекта

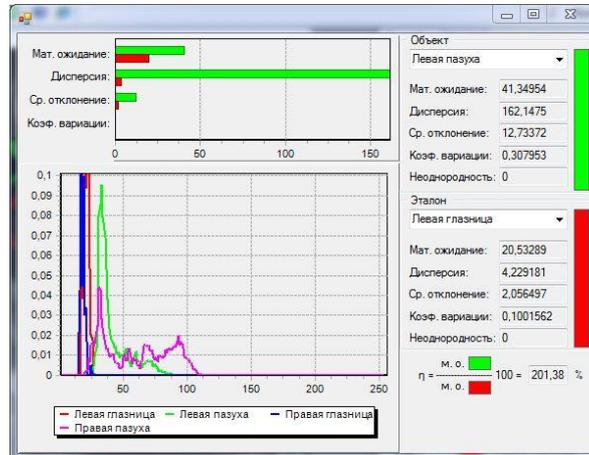


Рис. 3. Экранная форма режима работы «Анализ выделенных областей»

- 3) реализации, применении методов верификации состояния фрагментов медицинских биологических объектов по рентгенографическим и компьютерно-томографическим изображениям [12, 13, 16, 17, 19, 20];
- 4) диагностики заболеваний;
- 5) использования для этого статистических параметров (математическое ожидание, дисперсия, гистограмма, коэффициент вариации, коэффициент корреляции);
- 6) количественной оценки состояний лобной или верхнечелюстной пазухи;
- 7) их идентификации в соответствии с классом патологий при диагностике пациента в автоматическом режиме по рентгенографическим (томографическим) изображениям [14–20].

Заключение. Это позволило получить следующие результаты:

- 1) сделан анализ подходов к проектированию и реализации медицинских информационных систем на базе концепции киберфизической системы;
- 2) медицинская информационная система на базе концепции киберфизической системы ориентирована на решение задач верификации состояния фрагментов медицинских биологических объектов в процессе диагностики заболеваний;
- 3) представлена реализация процесса верификации состояния фрагментов биологических объектов по компьютерно-томографическим изображениям медицинской информационной системой.
- 4) показаны примеры прикладной, практической реализации программного и информационного обеспечения процесса автоматизации верификации медицинских объектов в виде экранных форм для работы с фрагментами исследуемого объекта и результатами анализа рентгенографических изображений;
- 5) результаты исследований, представленные в данной работе прошли апробацию на десяти международных и семнадцати Всероссийских научно-технических конференциях, опубликованы в научно-технических журналах, входящих в перечень ВАК.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Куракова Н.А. Информатизации здравоохранения как инструмент создания «Саморегулируемой системы организации медицинской помощи» // Врач и информационные технологии. – 2009. – № 2. – С. 24-27.
2. Гостюшкин В.В., Косых Н.Э., Савин С.З. Модели и методы обработки медицинских изображений. – Хабаровск: Вычислительный центр ДВО РАН, 2010. – 20 с.

3. *Блинов Н.Н., Мазуров А.И.* Проблемы расширения диагностических возможностей медицинской рентгенотехники // Медицинская техника. – 2011. – № 5. – С. 1-5.
4. *Рожкова Н.И., Кочетова Г.П.* Динамика технической оснащённости диагностической службы Российской Федерации за 2002-2010 гг. // Медицинская техника. – 2012. – № 2. – С. 1-5.
5. *Волков А.Г., Самойленко А.П., Проскуряков А.В.* Метод диагностики состояния параназальных пазух по их рентгенографическим изображениям // X Международная научно-техническая конференция «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии» (ФРЭМЭ'2012). – 2012. – С. 63-67.
6. *Мухин Ю.Ю., Лебедев Г.С.* Подходы к параметрической оценке и сопоставлению функций медицинских информационных систем // Информационно-измерительные системы. – 2013. – № 10. – С. 19-27.
7. *Тарасов Н.В., Проскуряков А.В.* Реализация алгоритма информационно-энтропийного анализа медицинских рентгенографических и томографических снимков // Матер. IV Всероссийской научно-технической конференции «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности» (ФПАКТИБ'2018). – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2018. – С. 461-465.
8. *Самойленко А.П., Проскуряков А.В.* Способы реализации метода диагностики состояния параназальных пазух по их рентгенографическим изображениям // Сб. трудов XI Международной научно-технической конференции «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии» (ФРЭМЭ'2014). – 2014. – С. 71-75.
9. *Проскуряков А.В., Самойленко А.П.* АРМ поддержки принятия решений при диагностике ЛОР-заболеваний медицинской интегрированной автоматизированной информационной диагностической системы // Сб. трудов XI Международной научно-технической конференции «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии» (ФРЭМЭ'2014). – 2014. – С. 68-72.
10. *Проскуряков А.В., Самойленко А.П.* Подсистема математического и программного обеспечения поддержки принятия решений на базе способов диагностики заболеваний по рентгеновским снимкам «Медицинской автоматизированной диагностической информационной системы» // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2015. – № 1. – С. 34-43. – ISSN 1561-1531.
11. *Проскуряков А.В.* Реализация способов диагностики заболеваний в медицинской автоматизированной информационной системе поддержки принятия решений // Сб. трудов XII Международной научно-технической конференции «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии» (ФРЭМЭ'2016). Владимир, Суздаль, 2016. – С. 303-307.
12. *Проскуряков А.В., Самойленко А.П.* Методология верификации состояния фрагментов биологических объектов по компьютерно-томографическим изображениям // Сб. трудов XIII Международной научно-технической конференции «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии» (ФРЭМЭ'2018). Владимир, Суздаль, 2018. – С. 209-212.
13. *Проскуряков А.В.* Верификация состояния фрагментов биологических объектов по компьютерно-томографическим изображениям // Матер. Всероссийской научно-технической конференции с международным участием имени профессора О.Н. Пьявченко «КомТех-2019». Ростов-на-Дону, Таганрог, 2019. – С. 169-175.
14. Концептуальный подход к проектированию и построению современных медицинских автоматизированных информационных систем (МАИС) // Сб. трудов VII Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов «Проблемы автоматизации, региональное управление, связь и автоматика» ПАРУСА – 2019 (Геленджик, 6–8 ноября 2019 г.). – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2019. – С. 318-332. – ISBN: 978-5-9275-3356-5 (Т. 1). – ISBN 978-5-9275-3355-8.
15. *Проскуряков А.В.* Медицинская автоматизированная информационная система поддержки принятия решения для диагностики заболеваний с использованием верификации состояния фрагментов медико-биологических объектов по компьютерно-томографическим изображениям // Информатизация и связь. – 2020. – № 3. – С. 55-60.
16. *Проскуряков А.В.* Информационное и программное обеспечение реализации методов верификации состояния фрагментов медицинских биологических объектов по компьютерно-томографическим изображениям подсистемой принятия решений для диагностики заболеваний // Матер. X Международной научно-технической конференции «Технологии разработки информационных систем» (ТРИС-2020), (05-10 октября 2020 г.). – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2020. – С. 175-181.

17. Реализация методологии верификации состояния фрагментов медицинских биологических объектов по компьютерно-томографическим изображениям подсистемой принятия решений для диагностики заболеваний // Сб. трудов (докладов) Всероссийской научно-технической конференции с международным участием имени профессора О.Н. Пьявченко «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении», (КомТех-2021), (08-11 июня 2021 г.). – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2021. – С. 258-268. – ISBN 978-5-9275-3883-6.
18. *Проскуряков А.В.* Автоматизация процесса верификации состояния фрагментов медицинских биологических объектов подсистемой поддержки принятия решений для диагностики заболеваний // Информатизация и связь. – 2021. – № 8. – С. 85-90. – DOI 10.34219/2078-8320-2020-11-3-55-60. – ISSN 2078-8320.
19. Методы реализации верификации состояния фрагментов медицинских биологических объектов по компьютерно-томографическим изображениям подсистемой принятия решений для диагностики заболеваний // Сб. трудов X Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов «Проблемы автоматизации, региональное управление, связь и акустика» ПАРУСА – 2021 (Геленджик, 20–22 октября 2021 г.). – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2021. – С. 63-72. – ISBN 978-5-9275-4002-0.
20. *Проскуряков А.В.* Синтез программного и информационного обеспечения реализации методов верификации состояния медицинских биологических объектов для медицинской автоматизированной информационной системы // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2022. – № 2. – С.199-212. – DOI 10.18522/2911-3103-2022-2-199-212. – ISSN 1999-9429.

REFERENCES

1. *Kurakova N.A.* Informatizatsii zdravookhraneniya kak instrument sozdaniya «Samoreguliruemoy sistemy organizatsii meditsinskoj pomoshchi» [Informatization of healthcare as a tool for creating a "Self-regulating system of medical care organization"], *Vrach i informatsionnye tekhnologii* [Doctor and information technologies], 2009, No. 2, pp. 24-27.
2. *Gostyushkin V.V., Kosykh N.E., Savin S.Z.* Modeli i metody obrabotki meditsinskikh izobrazheniy [Models and methods of medical image processing]. Khabarovsk: Vychislitel'nyy tsentr DVO RAN, 2010, 20 p.
3. *Blinov N.N., Mazurov A.I.* Problemy rasshireniya diagnosticheskikh vozmozhnostey meditsinskoj rentgenotekhniki [Problems of expanding diagnostic capabilities of medical X-ray equipment], *Meditsinskaya tekhnika* [Medical Technic], 2011, No. 5, pp. 1-5.
4. *Rozhkova N.I., Kochetova G.P.* Dinamika tekhnicheskoy osnashchennosti diagnosticheskoy sluzhby Rossiyskoy Federatsii za 2002-2010 gg. [Dynamics of technical equipment of the diagnostic service of the Russian Federation for 2002-2010], *Meditsinskaya tekhnika* [Medical Technic], 2012, No. 2, pp. 1-5.
5. *Volkov A.G., Samoylenko A.P., Proskuryakov A.V.* Metod diagnostiki sostoyaniya paranazal'nykh pazukh po ikh rentgenograficheskim izobrazheniyam [Method of diagnosing the condition of paranasal sinuses by their radiographic images], *X Mezhdunarodnaya nauchno-tekhnicheskaya konferentsiya «Fizika i radioelektronika v meditsine i ekologii» (FREME'2012)* [X International Scientific and Technical Conference "Physics and Radio Electronics in Medicine and Ecology" (FREME'2012)], 2012, pp. 63-67.
6. *Mukhin Yu.Yu., Lebedev G.S.* Podkhody k parametricheskoy otsenke i sopostavleniyu funktsiy meditsinskikh informatsionnykh sistem [Approaches to parametric assessment and comparison of functions of medical information systems], *Informatsionno-izmeritel'nye sistemy* [Information and measurement systems], 2013, No. 10, pp. 19-27.
7. *Tarasov N.V., Proskuryakov A.V.* Realizatsiya algoritma informatsionno-entropiynogo analiza meditsinskikh rentgenograficheskikh i tomograficheskikh snimkov [Implementation of the algorithm of information - entropy analysis of medical radiographic and tomographic images], *Mater. IV Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii «Fundamental'nye i prikladnye aspekty komp'yuternykh tekhnologiy i informatsionnoy bezopasnosti» (FPAKTIB'2018)* [Proceedings of the IV All-Russian Scientific and Technical Conference "Fundamental and Applied Aspects of Computer Technology and Information Security" (FPAKTIB'2018)]. Rostov-on-Donu Izd-vo YuFU, 2018, pp. 461-465.

8. *Samoylenko A.P., Proskuryakov A.V.* Sposoby realizatsii metoda diagnostiki sostoyaniya paranazal'nykh pazukh po ikh rentgenograficheskim izobrazheniyam [Methods of implementing the method of diagnosing the condition of paranasal sinuses by their radiographic images], *Sb. trudov XI Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii «Fizika i radioelektronika v meditsine i ekologii» (FREME'2014)* [Proceedings of the XI International Scientific and Technical Conference "Physics and Radio Electronics in Medicine and Ecology" (FREME'2014)], 2014, pp. 71-75.
9. *Proskuryakov A.V., Samoylenko A.P.* ARM podderzhki prinyatiya resheniy pri diagnostike LOR-zabolevaniy meditsinskoj integrirovannoy avtomatizirovannoy informatsionnoy diagnosticheskoy sistemy [Decision support ARM for the diagnosis of ENT diseases of the medical integrated automated information diagnostic system], *Sb. trudov XI Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii «Fizika i radioelektronika v meditsine i ekologii» (FREME'2014)* [Proceedings of the XI International Scientific and Technical Conference "Physics and Radio Electronics in Medicine and Ecology" (FREME'2014)], 2014, pp. 68-72.
10. *Proskuryakov A.V., Samoylenko A.P.* Podsystema matematicheskogo i programmno go obespecheniya podderzhki prinyatiya resheniy na baze sposobov diagnostiki zabolevaniy po rentgenovskim snimkam «Meditsinskoj avtomatizirovannoy diagnosticheskoy informatsionnoy sistemy» [Subsystem of mathematical and software support for decision-making based on methods of diagnosis of diseases by X-rays "Medical automated diagnostic information system"], *Promyshlennyye ASU i kontrolyery* [Industrial automated control systems and controllers], 2015, No. 1, pp. 34-43. ISSN 1561-1531.
11. *Proskuryakov A.V.* Realizatsiya sposobov diagnostiki zabolevaniy v meditsinskoj avtomatizirovannoy informatsionnoy sisteme podderzhki prinyatiya resheniy [Implementation of methods for diagnosing diseases in a medical automated information system for decision support], *Sb. trudov XII Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii «Fizika i radioelektronika v meditsine i ekologii» (FREME'2016)* [Proceedings of the XII International Scientific and Technical Conference "Physics and Radio Electronics in Medicine and Ecology" (FREME'2016)]. Vladimir, Suzdal', 2016, pp. 303-307.
12. *Proskuryakov A.V., Samoylenko A.P.* Metodologiya verifikatsii sostoyaniya fragmentov biologicheskikh ob"ektov po komp'yuterno-tomograficheskim izobrazheniyam [Methodology of verification of the state of fragments of biological objects by computer tomographic images], *Sb. trudov XIII Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii «Fizika i radioelektronika v meditsine i ekologii» (FREME'2018)* [Proceedings of the XIII International Scientific and Technical Conference "Physics and Radio Electronics in Medicine and Ecology" (FREME'2018)]. Vladimir, Suzdal', 2018, pp. 209-212.
13. *Proskuryakov A.V.* Verifikatsiya sostoyaniya fragmentov biologicheskikh ob"ektov po komp'yuterno-tomograficheskim izobrazheniyam [Verification of the state of fragments of biological objects using computed tomographic images], *Mater. Vserossiyskoj nauchno-tekhnicheskoy konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem imeni professora O.N. P'yavchenko «KomTekh-2019»* [Materials of the All-Russian Scientific and Technical Conference with international participation named after professor O.N. P'yavchenko "Komtech-2019"]. Rostov-on-Don; Taganrog, 2019, pp. 169-175.
14. Kontseptual'nyy podkhod k proektirovaniyu i postroeniyu sovremennykh meditsinskikh avtomatizirovannykh informatsionnykh sistem (MAIS) [Conceptual approach to the design and construction of modern medical automated information systems (MAIS)], *Sb. trudov VII Vserossiyskoj nauchnoy konferentsii molodykh uchenykh, aspirantov i studentov «Problemy avtomatizatsii, regional'noe upravlenie, svyaz' i avtomatika» PARUSA – 2019 (Gelendzhik, 6–8 noyabrya 2019 g.)* [Proceedings of the VII All-Russian Scientific Conference of Young Scientists, postgraduates and students "Problems of automation, regional management, communications and automation" SAILS – 2019 (Gelendzhik, November 6-8, 2019)]. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2019, pp. 318-332. ISBN: 978-5-9275-3356-5 (Vol. 1). ISBN 978-5-9275-3355-8.
15. *Proskuryakov A.V.* Meditsinskaya avtomatizirovannaya informatsionnaya sistema podderzhki prinyatiya resheniya dlya diagnostiki zabolevaniy s ispol'zovaniem verifikatsii sostoyaniya fragmentov mediko-biologicheskikh ob"ektov po komp'yuterno-tomograficheskim izobrazheniyam [Medical automated information system for decision-making support for the diagnosis of diseases using verification of the state of fragments of biomedical objects using computed tomographic images], *Informatizatsiya i svyaz'* [Informatization and communication], 2020, No. 3, pp. 55-60.

16. Proskuryakov A.V. Informatsionnoe i programmnoe obespechenie realizatsii metodov verifikatsii sostoyaniya fragmentov meditsinskikh biologicheskikh ob"ektov po komp'yuterno-tomograficheskim izobrazheniyam podsystemoy prinyatiya resheniy dlya diagnostiki zabolvaniy [Information and software for the implementation of methods for verifying the state of fragments of medical biological objects using computed tomographic images by the decision-making subsystem for the diagnosis of diseases], *Mater. X Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii «Tekhnologii razrabotki informatsionnykh sistem» (TRIS-2020), (05-10 oktyabrya 2020 g.)* [Materials of the X International Scientific and Technical Conference "INFORMATION SYSTEMS DEVELOPMENT TECHNOLOGIES" (TRIS-2020), (October 05-10, 2020)]. Taganrog: Izd-vo YuFU, 2020, pp. 175-181.
17. Realizatsiya metodologii verifikatsii sostoyaniya fragmentov meditsinskikh biologicheskikh ob"ektov po komp'yuterno-tomograficheskim izobrazheniyam podsystemoy prinyatiya resheniy dlya diagnostiki zabolvaniy [Implementation of the methodology for verifying the state of fragments of medical biological objects using computed tomographic images by the decision-making subsystem for the diagnosis of diseases], *Sb. trudov (dokladov) Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem imeni professora O.N. Pyavchenko «Komp'yuternye i informatsionnye tekhnologii v nauke, inzhenerii i upravlenii», (KomTekh-2021), (08-11 iyunya 2021 g.)* [Proceedings (reports) of the All-Russian Scientific and Technical Conference with international participation named after Professor O.N. Piavchenko "Computer and information technologies in science, engineering and management", (Comtech-2021), (June 08-11, 2021)]. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2021, pp. 258-268. ISBN 978-5-9275-3883-6.
18. Proskuryakov A.V. Avtomatizatsiya protsessa verifikatsii sostoyaniya fragmentov meditsinskikh biologicheskikh ob"ektov podderzhki prinyatiya resheniy dlya diagnostiki zabolvaniy [Automation of the process of verifying the state of fragments of medical biological objects by the subsystem of decision support for the diagnosis of diseases], *Informatizatsiya i svyaz'* [Informatization and communication], 2021, No. 8, pp. 85-90. DOI 10.34219/2078-8320-2020-11-3-55-60. ISSN 2078-8320.
19. Metody realizatsii verifikatsii sostoyaniya fragmentov meditsinskikh biologicheskikh ob"ektov po komp'yuterno-tomograficheskim izobrazheniyam podsystemoy prinyatiya resheniy dlya diagnostiki zabolvaniy [Methods for the implementation of verification of the state of fragments of medical biological objects using computed tomographic images by the decision-making subsystem for the diagnosis of diseases], *Sb. trudov X Vserossiyskoy nauchnoy konferentsii molodykh uchenykh, aspirantov i studentov «Problemy avtomatizatsii, regional'noe upravlenie, svyaz' i akustika» PARUSA – 2021 (Gelendzhik, 20–22 oktyabrya 2021 g.)* [Proceedings of the X All-Russian Scientific Conference of Young scientists, post-graduates and students "Problems of automation, regional management, communications and acoustics" SAILS – 2021 (Gelendzhik, October 20-22, 2021)]. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2021, pp. 63-72. ISBN 978-5-9275-4002-0.
20. Proskuryakov A.V. Sintez programmnoy i informatsionnoy obespecheniya realizatsii metodov verifikatsii sostoyaniya meditsinskikh biologicheskikh ob"ektov dlya meditsinskoy avtomatizirovannoy informatsionnoy sistemy [Synthesis of software and information support for the implementation of methods for verifying the state of medical biological objects for a medical automated information system], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2022, No. 2, pp.199-212. DOI 10.18522/2911-3103-2022-2-199-212. ISSN 1999-9429.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор А.В. Боженюк.

Проскуряков Александр Викторович – Южный федеральный университет; e-mail: avproskuryakov@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +78634371673; кафедра математического обеспечения и применения ЭВМ; ст. преподаватель.

Proskuryakov Alexander Viktorovich – Southern Federal University; e-mail: avproskuryakov@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634371673; the department of mathematical support and computer application; senior lecturer.

В.Д. Салманов

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ РАЗМЕРА МЕМПУЛА НА ОСНОВЕ МЕТОДА МОНТЕ-КАРЛО В УСЛОВИЯХ НЕПОЛНОЙ ИСХОДНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Рассматривается влияние различных параметров блокчейн сети друг на друга. В связи с математической сложностью формирования абсолютно точного эмулятора процесса формирования цепочки блоков и непредсказуемости ряда факторов процесс рассматривается как стохастический. В ходе исследования была обнаружена близкая к прямопропорциональной взаимосвязь между размером мемпула и стоимостью криптовалюты. Мемпул представляет собой набор транзакций, ожидающих подтверждения в блокчейне. Стоимость криптовалюты способна влиять на количество майнеров, обрабатывающих транзакции, привлекая их высоким заработком, что может влиять на скорость обработки транзакций и, как следствие, на размер мемпула. В работе описано применение метода Монте-Карло для определения соотношения между размером мемпула и ценой криптовалюты, а также предварительная подготовка данных и формирование распределений. Описывается моделирование стохастического процесса для определения зависимости между размером мемпула и ценой криптовалюты. Для этого используется метод Монте-Карло, который позволяет оценить вероятность различных сценариев развития событий. В работе рассмотрены различные стохастические модели для анализа блокчейн систем, для построения которых применяется метод Монте-Карло. Автором предлагается методика по прогнозированию и установлению корреляции между рассматриваемыми параметрами на основе данных, собранных из сети Bitcoin за период последних трех лет. Результаты исследования подтвердили гипотезу о том, что существует зависимость между стоимостью криптовалюты и объемом необработанных транзакций. В связи с отсутствием полного набора данных остается невозможным спрогнозировать нагрузку на сеть при конкретной стоимости. Было представлено решение этой задачи с помощью вероятностных методов, в том числе метода Монте-Карло, на основе распределения полученных исторических данных. Использование метода Монте-Карло для моделирования зависимости между размером мемпула и ценой криптовалюты и других аналогичных задач в подобных условиях может быть полезным инструментом для исследователей, позволяющим делать выводы о стабильной работе сети.

Метод Монте-Карло; мемпул; криптовалюта; моделирование; стохастический процесс.

V.D. Salmanov

MODELING OF THE MEMPOOL SIZE CHANGE BASED ON THE MONTE CARLO METHOD UNDER CONDITIONS OF INCOMPLETE INITIAL INFORMATION

This article examines the influence of various parameters of the blockchain network on each other. Due to the mathematical complexity of forming an absolutely accurate emulator of the blockchain formation process and the unpredictability of a number of factors, the process is considered stochastic. The study found a close to directly proportional relationship between the size of the mempool and the value of the cryptocurrency. A mempool is a set of transactions awaiting confirmation on the blockchain. The cost of cryptocurrency can affect the number of miners processing transactions, attracting them with high earnings, which can affect the speed of transaction processing and, as a result, the size of the mempool. The paper describes the application of the Monte Carlo method to determine the ratio between the size of a mempool and the price of a cryptocurrency, as well as the preliminary preparation of data and the formation of distributions. A stochastic process simulation is described to determine the relationship between the size of a mempool and the price of a cryptocurrency. To do this, the Monte Carlo method is used, which allows you to estimate the probability of various scenarios. The paper considers various stochastic

models for the analysis of blockchain systems, for the construction of which the Monte Carlo method is used. The author proposes a methodology for predicting and establishing a correlation between the parameters under consideration based on data collected from the BitCoin network over the past three years. The results of the study confirmed the hypothesis that there is a relationship between the value of cryptocurrency and the volume of unprocessed transactions. Due to the lack of a complete data set, it remains impossible to predict the load on the network at a specific cost. A solution to this problem was presented using probabilistic methods, including the Monte Carlo method, based on the distribution of the historical data obtained. Using the Monte Carlo method to model the relationship between the size of a mempool and the price of a cryptocurrency and other similar tasks in similar conditions can be a useful tool for researchers to draw conclusions about the stable operation of the network.

Monte-Carlo method; mempool; cryptocurrency; modeling; stochastic process.

Введение. Современный блокчейн представляет собой большую распределенную базу данных с большим количеством различных параметров. По содержанию данных блокчейн можно отнести к категории Большие данные. На устойчивую систему блокчейна влияют различные параметры. К наиболее влиятельным параметрам на жизнеспособность блокчейн системы можно отнести используемый механизм консенсуса, нагрузку на сеть, количество активных пользователей сети, количество майнеров, заполненность мемпула и многие другие.

На сегодняшний день не существует универсальных средств, которые бы позволяли провести диагностику текущего состояния блокчейн сети или предсказать ее поведение, спрогнозировать возможные проблемы, связанные с изменением текущих показателей системы. В настоящей работе предлагается рассмотреть возможность проведения анализа исторических данных в реально существующих блокчейнах для построения модели зависимости нагрузки на мемпул в зависимости от изменения рыночной цены криптовалюты. В качестве основного средства для моделирования был выбран метод Монте-Карло, который позволяет оценить вероятность определенного исхода на основе случайных экспериментов.

Целью данной статьи является рассмотрение применения Метода Монте-Карло для определения соотношения между размером мемпула и ценой криптовалюты. Мемпул – это набор транзакций, которые ожидают подтверждения в блокчейне. Стоимость криптовалюты может влиять на популярность пользователей платформы, увеличивая или снижая сетевую активность и нагрузку, тем самым меняя размер мемпула. Таким образом, в случае, когда размер мемпула достигает высоких значений, в сети накапливается большое количество транзакций, которые не могут быть обработаны майнерами. Это приводит к задержкам переводов, и пользователи вместо привычного времени ожидания подтверждения транзакции, которое составляет порядка одного часа, могут ожидать подтверждения в течение суток. Такая ситуация, в том числе, может быть достигнута в ходе пылевой атаки, когда мемпул переполняется переводами с незначительными суммами, и это приведет к нестабильной работе сети [1, 2].

Для проведения исследования была выбрана платформа BitCoin – самая популярная и дорогая криптовалюта в мире [3]. Для построения математической модели были собраны данные о размере мемпула и цене BitCoin за последние несколько лет. Затем на основе собранных исторических данных была разработана модель, в основе которой лежит использование метода Монте-Карло. Применение разработанной модели позволило оценить вероятность изменения размера мемпула в зависимости от текущей стоимости криптовалюты. Влияние размера мемпула на цену криптовалюты зависит от многих факторов, включая общую экономическую ситуацию, политические события и технические характеристики блокчейна.

В статье [4] делаются предположения о возможности применения различных подходов различные подходы к построению стохастических моделей для блокчейн сетей – как сетевые, оценивающие нагрузку на сеть, так и прикладные, оценивающие рыночные показатели криптовалюты. В обзоре приведены различные параметры сети, например общий хешрейт майнеров, сложность формирования блоков, скорость обработки транзакций и размер мемпула, которые могут являться параметрами в различных стохастических моделях и являться прогнозируемыми.

Ряд работ направлен на моделирование поведения протоколов консенсуса. И в первую очередь рассматривается консенсус Proof of Work (PoW) как один из самых распространенных. Так, например, авторы работы [5] сформировали стохастическую модель процесса работы механизма консенсуса PoW. С использованием сетей Маркова был смоделирован процесс формирования цепочки блоков в сети Bitcoin и оценена вероятность угрозы двойной траты. С помощью метода Монте-Карло стало возможно спрогнозировать различные последовательности добавления блока и оценить устойчивость платформы к описываемой угрозе.

Аналогичную задачу пытались решить авторы в работе [6]. Их модель основана на использовании теории случайного блуждания. Моделируя задержку распространения блоков в различных сетевых топологиях, авторы рассматривали два возможных исхода в процессе моделирования: работа системы в режиме, соответствующем оптимальной функции системы; и работа системы в режиме, характеризующимся перегруженным или разветвленным состоянием неоптимальных блокчейнов. Такой подход позволяет получить представление о неоптимальных состояниях в децентрализованной сети, которые в свою очередь нарушают стабильную работу блокчейна. В работе [7] авторы делают попытку создать математическую модель работы консенсуса PoW на основе анализа нескольких параметров таких как: топология сети, расположение узлов майнинга, хешрейт майнера.

Авторы статьи [8] сравнивают различные подходы к прогнозированию цен на опционных рынках акций, однако метод не дал достоверных результатов ввиду того, что данные, используемые для эксперимента, не соответствовали нормальному распределению. Этот опыт позволил оценить требования к имеющимся историческим данным, на основе которых будет выполняться прогнозирование.

В работе [9] авторы различные исследуют уязвимости в существующих блокчейн системах и проводят анализ угроз, которые представляют собой различные теоретические и практические атаки. Рассматривается возможность применения сетей Петри к моделированию таких атак. При этом отдельное внимание уделяется вопросу устойчивости блокчейн системы после развития квантовых компьютеров, которые смогут решать задачи современной асимметричной криптографии.

В статье [10] приводится обзор того, как проблемы блокчейна могут быть решены аналитически посредством синтеза и метаанализа моделей, используемых в научной литературе с момента появления технологии блокчейн.

Авторы статьи [11] рассматривают вопросы моделирования не самого блокчейна как такового. Они проводят моделирование работы информационной системы по отслеживанию поставок товара, реализованной на основе блокчейн-системы при помощи смарт контракта. Моделирование производится в том числе и для случаев, когда злоумышленник пытается изменить или удалить данные внутри блокчейна.

Из проведенного обзора и анализа источников литературы можно сделать вывод, что в настоящий момент ученые предпринимают попытки описать поведение блокчейн сетей с помощью некоторого математического аппарата. И попытки эти в первую очередь направлены или на моделирование работы протоколов консенсуса, или на моделирование самых распространенных угроз для блокчейн-сетей, таких как атака 51% или двойная трата денежных средств [12].

Метод Монте-Карло для моделирования неопределенных событий. Метод Монте-Карло – это статистический метод, который используется для оценки вероятности определенного исхода на основе случайных экспериментов. Он был разработан во время Второй мировой войны для решения сложных задач в области ядерной физики. С тех пор он нашел широкое применение в различных областях, включая финансовую математику, экономику, физику, биологию и т.д.

Основное преимущество метода заключается в том, что он позволяет строить модели для экспериментально полученных данных, связь для которых затруднительно выразить в виде некоторой формулы. Так, например, мы можем наблюдать за погодными явлениями изо дня в день, но нам сложно описать прогнозирование погоды на завтрашний день с помощью универсальной формулы. Именно в таких случаях на помощь приходит метод Монте-Карло [13]. Кроме того, примером применения метода Монте-Карло может быть оценка вероятности выигрыша в лотерее. Для этого можно сгенерировать множество случайных чисел, соответствующих номерам билетов, и на основе результатов оценить вероятность выигрыша.

Необходимо внимательно отнестись к процессу формирования статистических данных, поскольку от этого будет напрямую зависеть результат работы модели. В случае, если собранные данные равновероятны или близки к этому, необходимо использовать качественный генератор псевдослучайных чисел. Однако, чаще всего при моделировании приходится сталкиваться с распределением Пуассона или распределением Бернулли. Распределение Пуассона показывает число событий, произошедших за определенный промежуток и с определенной интенсивностью [14], а распределение Бернулли в свою очередь тоже является дискретным, но позволяет описывать ситуации, когда у случайной переменной всего 2 значения, например Истина и Ложь [15].

Работоспособность метода Монте-Карло опирается на центральную предельную теорему [16], которая, если говорить простыми словами, сводится к следующему: сумма случайных величин есть величина не случайная.

Например, если нам необходимо вычислить величину k , то необходимо ввести некоторое случайное значение μ такое, что $M\mu = k$. При этом рассмотрев большое количество N случайных величин μ_i , распределения которых совпадают, то распределение суммы этих величин $\rho N = \sum_i \mu_i$ должно оказаться нормальным [17]. Тогда, согласно Центральной предельной теоремы мы получаем следующую формулу, которая позволяет рассчитать k , а также оценить величину погрешности:

$$P\left(\left|\frac{1}{N}\sum_i \mu_i - k\right| \leq x \frac{b}{\sqrt{N}}\right) \rightarrow 2\Phi(x),$$

где $2\Phi(x)$ функция распределения для нормального стандартного распределения.

Нормальное распределение задается функцией плотностью распределения, которая соответствует с функцией Гаусса:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2},$$

где μ – математическое ожидание, а σ – среднеквадратичное отклонение.

То есть, если случайные величины, значение которых мало зависимо между собой, вносят небольшой вклад в общее значение случайной величины, то согласно центральной предельной теоремы распределение этой случайной величины будет называться нормальным [18]. Такое распределение широко используется в различных научных областях, включая математическую статистику и статистическую физику.

Таким образом, суть метода заключается в том, что случайные числа генерируются множество раз, и на основе результатов этих экспериментов оценивается вероятность определенного исхода. Чем больше число экспериментов, тем точнее будет оценка вероятности.

Для применения метода Монте-Карло в задачах анализа необходимо выполнить следующие шаги:

- ◆ фиксация анализируемого параметра;
- ◆ формирование модели, для вычисления результата;
- ◆ определение закона распределения применяемых параметров;
- ◆ многократное выполнение эксперимента/вычислений;
- ◆ анализ полученных значений, оценка результатов.

Сбор исторических данных и их анализ. В ходе анализа данных в сети Bitcoin в ходе изучения графиков различных показателей было замечено визуальное сходство двух графиков – размера мемпула и стоимости криптовалюты (рис. 1). Это подтолкнуло к изучению влияния одного параметра на другой.



Рис. 1. Графики размера мемпула и стоимости криптовалюты

При постановке цели научной работы был задан диапазон данных, которые будут рассматриваться при построении стохастической модели. Имея к рассмотрению усредненные данные за каждый день начиная с 2009 года, было принято решение отказаться от большей их части в виду того, что в начале своей работы вплоть до 2017 года платформа не пользовалась популярностью и эти данные могли бы исказить результат. Данные 2018-2019 годов также не были приняты во внимание в виду пиковой нагрузки и пересмотренных после этого протоколов работы. Таким образом в исследовании использованы данные 2020-2023 годов, объем выборки составляет более 1000 наборов значений, диапазон получился достаточно большим, чтобы иметь возможность сформировать модель с адекватным поведением, то есть такую, которая бы давала корректный результат в рамках допустимых диапазонов.

С использованием API к сервису [19] были получены необходимые сведения о состоянии мемпула и значении стоимости криптовалюты в усредненном виде в каждый день диапазона. После этого были построены графики, которые позволяют оценить качество распределения значения R , которое было вычислено по формуле:

$$R = \frac{M_size}{C_price},$$

где M_size – размер мемпула, а C_price – стоимость одной монеты Bitcoin.

Первый график (рис. 2) был построен в виде гистограммы с распределением полученных значений по частоте получения по 700 столбцам, однако для более детальной и наглядной картины, был построен другой график (рис. 3), в котором значения распределялись уже по 7000 столбцам. Однако общая картина распределения очевидна в обоих случаях – наиболее часто значение ratio попадает в левую часть графика, то есть диапазон значений от 10 до 1000 (значений меньше 10 не было получено на рассматриваемом наборе данных).

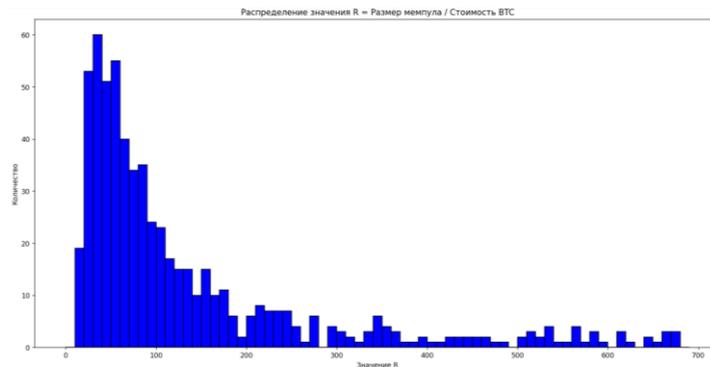


Рис. 2. Распределение значения ratio в гистограмме с 700 столбцами

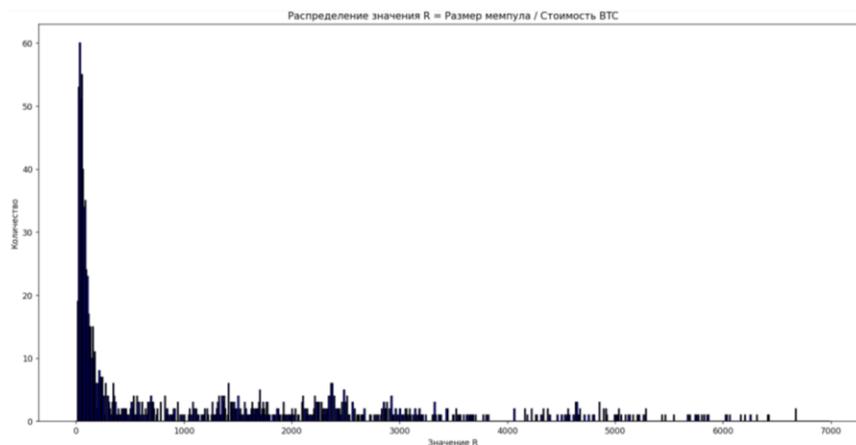


Рис. 3. Распределение значения ratio в гистограмме с 7000 столбцами

Данный график показал неслучайность распределения и подтвердил гипотезу о некоторой зависимости размера мемпула от значения стоимости криптовалюты, то есть подтвердил гипотезу о некоторой существующей корреляции между двумя рассматриваемыми параметрами. О корреляции говорят, когда некоторые параметры могут быть измерены, но их поведение невозможно изменить [20]. В данном случае повышение одного параметра влечет за собой повышение второго, то есть наблюдается положительная корреляция между ними. Однако в виду неполных данных и невозможности получения точного значения цены для случайного значения параметра стоимости криптовалюты, был применен метод Монте-Карло для прогнозирования размера мемпула на основе полученного распределения.

Решение задачи прогнозирования размера мемпула. Далекое не всегда при использовании метода Монте-Карло возможно существование формализованной математической модели, которая позволяет с высокой точностью провести экспе-

рименты. Это связано со стохастичностью рассматриваемого процесса и влияния на него сразу нескольких факторов, некоторые из которых в том числе не могут быть измерены. В связи с этим модели допускают ряд упрощений в рамках конкретной поставленной задачи. В данном случае не берется во внимание размер блока в виду его незначительного отклонения от установленного нормального размера в 1 мегабайт. Кроме того, сложность сети варьируется один раз каждые 2016 блоков, то есть примерно 1 раз в две недели. Поэтому данный параметр может рассматриваться в более сложной модели с множеством других факторов, но в этой модели также будет опущен из-за его недостаточно динамичного изменения по сравнению с обрабатываемыми данными.

При прогнозировании размера мемпула в зависимости от стоимости криптовалюты была применена следующая методика:

- ♦ для заданного значения стоимости криптовалюты C_price случайным образом выбирается коэффициент R из неравновероятного распределения этого коэффициента;

- ♦ значение стоимости криптовалюты C_price умножается на выбранный коэффициент, получая тем самым значение M_size ;

- ♦ эта процедура проводится определенное количество раз, высчитывается среднее арифметическое для полученных значений M_size .

Аналогичный эксперимент проводится для всего ряда значений C_price . В данном исследовании рассматривается диапазон значений от \$16000 до \$62000 как диапазон известных значений стоимости криптовалюты в рассмотренном промежутке времени. Шаг эксперимента в \$200 позволил наглядно продемонстрировать повышение эффективности метода Монте-Карло с увеличением количества экспериментов для каждого значения C_price .

Так, на графике первого эксперимента (рис. 4), когда среднее значение M_size высчитывалось исходя из 100 экспериментов, видно, что значения получают некоторую тенденцию, однако имеют выбросы и отклоняются от нее. При увеличении количества испытаний до 1000 распределение оказывает большее влияние на усреднение получаемого результата и график несколько сглаживается (рис. 5). Увеличение количества экспериментов до 100000 приближает график к прямой линии (рис. 6).

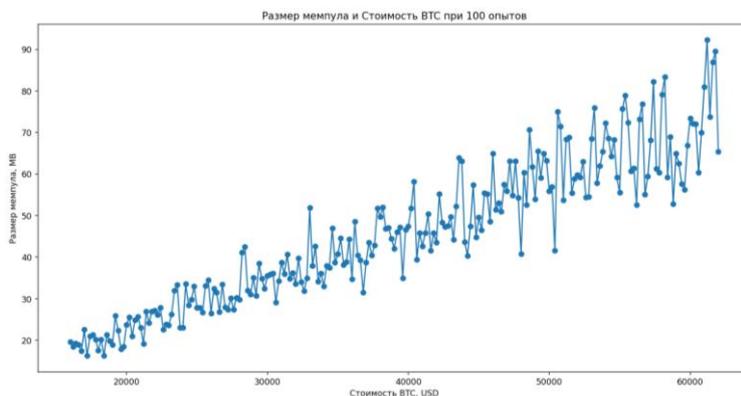


Рис. 4. Результат 100-кратного эксперимента

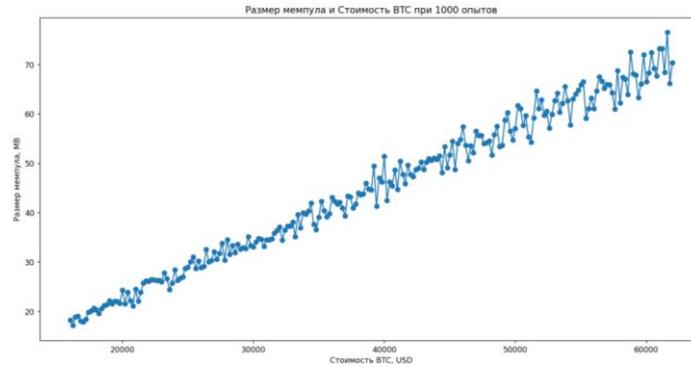


Рис. 5. Результат 1000-кратного эксперимента

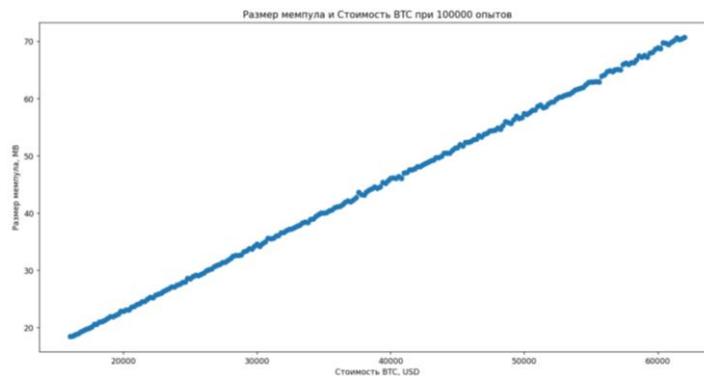


Рис. 6. Результат 100000-кратного эксперимента

В результате проведения эксперимента был построен график значений, который может прогнозировать размер мемпула в зависимости от стоимости криптовалюты.

Заключение. В данной работе была исследована зависимость размера мемпула сети Bitcoin от стоимости ее криптовалюты. Получив распределение соотношения на основе исторических данных, с помощью метода Монте-Карло было выполнено прогнозирование объема мемпула при любой стоимости криптовалюты. Увеличение количества экспериментов наглядно доказало повышение качества прогноза.

Дальнейший вектор исследования направлен на изучение взаимосвязи других параметров работы блокчейн сети, например, влияния стоимости криптовалюты на величину хешрейта, или влияние величины хешрейта и размера мемпула на изменение показателя сложности майнинга в системе. Кроме того, будут рассмотрены различные методы построения нейронных сетей, например, перцептрона, или использование метода линейной регрессии, для построения комплексной математической модели эмулятора блокчейн сети.

Работа выполнена при поддержке гранта №40469-23/23-К в рамках программы «МТУСИ Грант ИБ», Московский технический университет связи и информатики.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Loporchio Matteo & Bernasconi Anna & Maesa Damiano & Ricci Laura*. Is Bitcoin gathering dust? An analysis of low-amount Bitcoin transactions // *Applied Network Science*. – 2023. – 8. – 10.1007/s41109-023-00557-4.
2. *Bhabendu Kumar Mohanta, Debasish Jena, Soumyashree S. Panda, Srichandan Sobhanayak*. Blockchain technology: A survey on applications and security privacy Challenges // *Internet of Things*. – 2019. – Vol. 8. – 100107. – ISSN 2542-6605. – <https://doi.org/10.1016/j.iot.2019.100107>.
3. *Ищуква Е.А., Панасенко С.П., Романенко К.С., Салманов В.Д.* Криптографические основы блокчейн-технологий. – М.: ДМК Пресс, 2022. – 302 с.
4. *Kang H., Chang H., Mišić J., Mišić V., Yao Y., Chen Z.* Stochastic Modeling Approaches for Analyzing Blockchain: A Survey. Preprint. – 2020.
5. *Pirou P.-Y., Dumas J.-F.* Simulation of Stochastic Blockchain Models // 2018 14th European Dependable Computing Conference (EDCC), Iasi, Romania, 2018. – P. 150-157. – DOI: 10.1109/EDCC.2018.00035.
6. *Tessone Claudio and Tasca Paolo and Iannelli Flavio*. Stochastic Modelling of Blockchain Consensus (June 11, 2021).
7. *Schwarz-Schilling C., Li S.-N.; Tessone C.J.* Stochastic Modelling of Selfish Mining in Proof-of-Work Protocols // *J. Cybersecur. Priv.* – 2022. – 2. – P. 292-310. – DOI: 10.3390/jcp2020016.
8. *Pazicky M.* Stock Price Simulation Using Bootstrap and Monte Carlo // *Scientific Annals of Economics and Business*. – 2017. – 64. – P. 155-170. – DOI: 10.1515/saeb.2017-0010.
9. *Shahriar Md & Bappy Faisal Haque & Hossain*. Modelling Attacks in Blockchain Systems using Petri Nets. – 2020. – 10.1109/TrustCom50675.2020.00142.
10. *Rico-Peña Juan Jesús & Arguedas-Sanz Raquel & López-Martin Carmen*. Models used to characterise blockchain features // A systematic literature review and bibliometric analysis, *Technovation*. – Elsevier, 2023. – Vol. 123 (C).
11. *Maity M., Toloioe A., Sinha A.K., Tiwari M.K.* Stochastic batch dispersion model to optimize traceability and enhance transparency using Blockchain // *Computers & Industrial Engineering*. – 2021. – 154. – 107134.
12. *Collin Connors, Dilip Sarkar*. Survey of prominent blockchain development platforms // *Journal of Network and Computer Applications*. – 2023. – Vol. 216. – 103650. – ISSN 1084-8045, <https://doi.org/10.1016/j.jnca.2023.103650>.
13. *Baez John & Tweed David*. Monte Carlo Methods in Climate Science // *Math Horizons*. – 2013. – 21. – P. 5-8. – 10.4169/mathhorizons.21.2.5.
14. *Раменская А.В., Пивоварова К.В.* Метод Монте-Карло и инструментальные средства его реализации: методические указания. – Оренбург: ОГУ, 2018. – 58 с.
15. *Poisson S.-D.* Recherches sur la probabilité des jugements en matière criminelle et en matière civile. – Berlin: NG Verlag (Viatcheslav Demidov Inhaber), 2013. – 330 p. – ISBN 978-3-942944-29-8.
16. *Hazewinkel Michiel ed.* "Binomial distribution", *Encyclopedia of Mathematics*. – Springer, 2001. – ISBN 978-1-55608-010-4.
17. *Анаева М., Араздурдыева Ш., Аллайарова Д.* Применение нормального распределения в статистике // *IN SITU*. – 2023. – № 2. – С. 64-66. – ISSN (p) 2411-7161 / ISSN (e) 2712-9500.
18. *Тихомиров А.Н.* О центральной предельной теореме // *Вестник Сыктывкарского университета. Сер. 1. Математика. Механика. Информатика*. – 2001. – С. 51-76.
19. *Blockchain.com APIs*. – URL: <https://www.blockchain.com/ru/explorer/api> (дата обращения: 29.11.2023).
20. *Баварина А.П., Борисов И.Б.* Современные правила применения корреляционного анализа // *В помощь исследователю*. – 2021. – № 3 (68). – С. 70-79.

REFERENCES

1. *Loporchio Matteo & Bernasconi Anna & Maesa Damiano & Ricci Laura*. Is Bitcoin gathering dust? An analysis of low-amount Bitcoin transactions, *Applied Network Science*, 2023, 8, 10.1007/s41109-023-00557-4.
2. *Bhabendu Kumar Mohanta, Debasish Jena, Soumyashree S. Panda, Srichandan Sobhanayak*. Blockchain technology: A survey on applications and security privacy Challenges, *Internet of Things*, 2019, Vol. 8, 100107. ISSN 2542-6605. Available at: <https://doi.org/10.1016/j.iot.2019.100107>.

3. *Ishchukova E.A., Panasenko S.P., Romanenko K.S., Salmanov V.D.* Kriptograficheskie osnovy blokcheyn-tekhnologiy [Cryptographic foundations of blockchain technologies]. Moscow: DMK Press, 2022, 302 p.
4. *Kang H., Chang H., Mišić J., Mišić V., Yao Y., Chen Z.* Stochastic Modeling Approaches for Analyzing Blockchain: A Survey. Preprint. 2020.
5. *Piriu P.-Y., Dumas J.-F.* Simulation of Stochastic Blockchain Models, *2018 14th European Dependable Computing Conference (EDCC), Iasi, Romania, 2018*, pp. 150-157. DOI: 10.1109/EDCC.2018.00035.
6. *Tessone Claudio and Tasca Paolo and Iannelli Flavio.* Stochastic Modelling of Blockchain Consensus (June 11, 2021).
7. *Schwarz-Schilling C., Li S.-N.; Tessone C.J.* Stochastic Modelling of Selfish Mining in Proof-of-Work Protocols, *J. Cybersecur. Priv.*, 2022, 2, pp. 292-310. DOI: 10.3390/jcp2020016.
8. *Pazicky M.* Stock Price Simulation Using Bootstrap and Monte Carlo, *Scientific Annals of Economics and Business*, 2017, 64, pp. 155-170. DOI: 10.1515/saeb 2017-0010.
9. *Shahriar Md & Bappy Faisal Haque & Hossain.* Modelling Attacks in Blockchain Systems using Petri Nets. 2020. 10.1109/TrustCom50675.2020.00142.
10. *Rico-Peña Juan Jesús & Arguedas-Sanz Raquel & López-Martin Carmen.* Models used to characterise blockchain features, *A systematic literature review and bibliometric analysis, Technovation.* Elsevier, 2023, Vol. 123 (C).
11. *Maity M., Toloioe A., Sinha A.K., Tiwari M.K.* Stochastic batch dispersion model to optimize traceability and enhance transparency using Blockchain, *Computers & Industrial Engineering*, 2021, 154, 107134.
12. *Collin Connors, Dilip Sarkar.* Survey of prominent blockchain development platforms, *Journal of Network and Computer Applications*, 2023, Vol. 216, 103650. ISSN 1084-8045, <https://doi.org/10.1016/j.jnca.2023.103650>.
13. *Baez John & Tweed David.* Monte Carlo Methods in Climate Science, *Math Horizons*, 2013, 21, pp. 5-8. 10.4169/mathhorizons.21.2.5.
14. *Ramenskaya A.V., Pivovarova K.V.* Metod Monte-Karlo i instrumental'nye sredstva ego realizatsii: metodicheskie ukazaniya [Monte Carlo method and tools for its implementation: guidelines]. Orenburg: OGU, 2018, 58 p.
15. *Poisson S.-D.* Recherches sur la probabilité des jugements en matière criminelle et en matière civile. Berlin: NG Verlag (Viatcheslav Demidov Inhaber), 2013, 330 p. ISBN 978-3-942944-29-8.
16. *Hazewinkel Michiel ed.* "Binomial distribution", *Encyclopedia of Mathematics.* Springer, 2001. ISBN 978-1-55608-010-4.
17. *Anaeva M., Arazdurdyeva Sh., Allayarova D.* Primenenie normal'nogo raspredeleniya v statistike [Application of normal distribution in statistics], *IN SITU [IN SITU]*, 2023, No. 2, pp. 64-66. – ISSN (p) 2411-7161 / ISSN (e) 2712-9500.
18. *Tikhomirov A.N.* O tsentral'noy predel'noy teoreme [On the central limit theorem], *Vestnik Syktyvskarskogo universiteta. Ser. 1. Matematika. Mekhanika. Informatika* [Bulletin of Syktyvkar University. Ser. 1. Mathematics. Mechanics. Computer science], 2001, pp. 51-76.
19. Blockchain.com APIs. Available at: <https://www.blockchain.com/ru/explorer/api> (accessed 29 November 2023).
20. *Bavarina A.P., Borisov I.B.* Sovremennye pravila primeneniya korrelyatsionnogo analiza [Modern rules for using correlation analysis], *V pomoshch' issledovatelyu* [To help the researcher], 2021, No. 3 (68), pp. 70-79.

Статью рекомендовал к опубликованию д.ф.-м.н., профессор Г.В. Куповых.

Салманов Вячеслав Дмитриевич – Южный федеральный университет; e-mail: vsalmanov@sfnu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +79996944666; кафедра безопасности информационных технологий им. О.Б. Макаревича; ассистент.

Salmanov Vyacheslav Dmitrievich – Southern Federal University; e-mail: vsalmanov@sfnu.ru; Taganrog, Russia; phone: +79996944666; the department of security of information technology named by O.B. Makarevich; assistant.

М.А. Стрижко

**МОДИФИКАЦИЯ МОДЕЛИ ЗАДЕРЖКИ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ
М. ДЖ. БЭКМАННА ДЛЯ ВЗАИМОСВЯЗАННЫХ ПЕРЕКРЁСТКОВ
В УСЛОВИЯХ МЕГАПОЛИСА**

Проблема возрастающей интенсивности дорожного движения в мегаполисах с каждым годом становится всё более актуальной, что приводит к увеличению задержек на перекрестках, повышенному расходу топлива и неоправданному износу агрегатов транспортных средств. Одним из возможных решений данной проблемы является усовершенствование методов управления дорожным движением. Разработка новых систем управления предполагает наличие достаточно точных математических моделей описания транспортного потока с целью модельной проверки качества управления, а также прогнозирования свойств и параметров трафика. Задача исследования: изучить существующие модели описания трафика, выявить их недостатки; предложить усовершенствованную модель для описания движения не только на отдельных, но и на взаимосвязанных перекрёстках. В работе проведен анализ модели задержки транспортных средств на перекрёстке М. Дж. Бэкманна. Установлено, что данная модель является достаточно точной при описании изолированных перекрёстков с равномерной интенсивностью транспортного потока в течение цикла светофорного регулирования, однако непригодна для использования в случаях с перекрёстками, имеющими взаимосвязь по транспортному потоку с соседними светофорными объектами и ярко выраженными всплесками интенсивности движения в течение цикла светофорного регулирования. Проанализированы причины расхождения экспериментальных данных с данными, полученными при помощи модели задержки М. Дж. Бэкманна. Предложена модификация модели задержки транспортных средств М. Дж. Бэкманна, учитывающая фактор сдвига разрешающей фазы регулирования между соседними перекрёстками. Полученное дополнение модели задержки М. Дж. Бэкманна позволило повысить точность расчета задержки транспортных средств применительно к взаимосвязанным перекрёсткам.

Дорожное движение; перекрёсток; светофорное регулирование; математическая модель; транспортное средство; неравномерность транспортного потока; средняя задержка транспортного средства.

M.A. Strizhko

**MODIFICATION OF THE M. J. BECKMAN'S VEHICLE DELAY MODEL
FOR INTERCONNECTED INTERSECTIONS IN A MEGALOPOLIS**

The problem of increasing traffic intensity in megacities is becoming more and more urgent every year, which leads to increased delays at intersections, increased fuel consumption and unjustified wear of vehicle units. One of the possible solutions to this problem is the improvement of traffic control methods. The development of new control systems presupposes the availability of sufficiently accurate mathematical models for describing the traffic flow in order to evaluate control quality, as well as to forecast the properties and parameters of traffic flow. Research objective is to study existing traffic description models, to identify their shortcomings; to improve these models in describing traffic flow not only at individual intersections, but also within a cluster of several intersections. The paper analyzes the model of vehicle delays at the intersection by M.J. Beckmann. It is established that this model is quite accurate in describing isolated intersections with a uniform intensity of traffic flow, but it is unsuitable in cases with intersections that have a traffic flow relationship with interconnected traffic light objects and bursts of traffic intensity during the traffic light control cycle. The reasons for the discrepancy between the experimental data and the data obtained using the M. J. Beckmann delay model are analyzed. A modifi-

cation of the M. J. Beckmann delay model is proposed, which takes into account the factor of the shift of the resolving phase of regulation between interconnected intersections. The resulting addition of the M. J. Beckmann delay model has significantly improved the accuracy of calculating the delay of vehicles in relation to interconnected intersections.

Traffic; intersection; traffic light regulation; mathematical model; vehicle; uneven traffic flow; average vehicle delay.

Введение. Для моделирования процессов движения автотранспортных потоков обычно используются три уровня их описания: макроскопический, мезоскопический и микроскопический [1]. Макроскопический уровень предназначен для описания потоков автомобилей на уровне города, области (края) или целой страны [2], для этого разрабатываются математические модели потоков транспортных средств, в основном, с применением законов гидродинамики. Микроскопический уровень используется для моделирования движения отдельных ТС – автомобилей различного типоразмера [3], при этом создаются модели конкретных перекрёстков и развязок районов населённого пункта. Мезоскопический уровень занимает промежуточное место между макроскопическим и микроскопическим [4], поочередно объединяет в общее взаимодействие математическое описание отдельных перекрёстков, оперирует также отдельными очередями или группами ТС.

Модели микроскопического уровня, которые учитывают поведение каждого отдельного ТС, как участника дорожного движения, обеспечивают наиболее достоверные результаты моделирования конкретных перекрёстков. Модели этого уровня с наибольшим эффектом используются в режиме реального времени для реализации адаптивного управления потоками ТС на городских перекрёстках [5].

Математические модели, которые предназначены для описания временной задержки ТС на пересечении дорог при регулировании движения посредством светофоров, делятся на две категории. Так называемые «точные» модели в реальном времени описывают динамическую ситуацию на подъездных дорогах перекрёстка в данный момент времени. Они представлены моделями М. Дж. Бэкманна [6], В.Р. МакНейла [7], Дж. Н. Дарроча [8–9] и др. Так называемые «приближённые» модели учитывают стационарные, сложившиеся условия движения и аппроксимируются к действительной ситуации на дороге. Характерными моделями этой группы являются модели Ф. В. Вебстера [10], А. Дж. Миллера [11], Дж. Ф. Ньюелла [12] и др. Исследования адекватности моделей проводились в работах [13–17].

Постановка проблемы. Среди математических моделей движения транспортных потоков из класса «точных» для описания средней задержки транспортного средства (ТС) на перекрёстке получила широкое распространение модель М. Дж. Бэкманна (1). Она относится к классу «точных» моделей, учитывает поведение каждого отдельного ТС как участника дорожного движения и обеспечивает наиболее достоверные результаты моделирования отдельных перекрёстков. Данная модель использует биномиальный закон прибытия автотранспорта на перекрёсток, позволяет делать оценки средней задержки одного ТС за цикл d , с, в ходе светофорного регулирования при «жёстком» переключении его сигналов. В ней принят детерминированный закон изменения сигналов светофора [18].

$$d = \frac{c - g}{c \left(1 - \frac{q}{s}\right)} \left(\frac{q_0}{q} + \frac{c - g + 1}{2} \right), \quad (1)$$

где d – среднее время ожидания одного ТС за цикл, с;
 c – длительность цикла регулирования, с;
 g – время горения зеленого сигнала светофора, с;

q – интенсивность прибытия ТС, авт./с;
 s – интенсивность разъезда ТС, авт./с;
 q_0 – величина оставшейся очереди, авт.

В ходе исследования адекватности результатов моделирования реальным данным на светофорных объектах был поставлен эксперимент, охвативший 20 перекрёстков с различными характеристиками транспортного потока. Исследование показало, что модель М. Дж. Бэкманна достаточно точно описывает задержку ТС на изолированном перекрёстке при равномерном транспортном потоке (с погрешностью 6,68%). Однако, на перекрёстках с ярко выраженной связью по транспортному потоку с соседними светофорными объектами исследуемая модель оказалась неработоспособной. Графики зависимости средней задержки ТС на изолированном и на неизолированном перекрёстках представлены на рис. 1, 2.

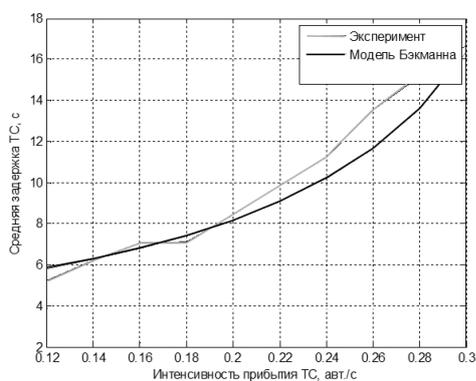


Рис. 1. График зависимости средней задержки ТС от интенсивности прибытия на изолированном перекрёстке

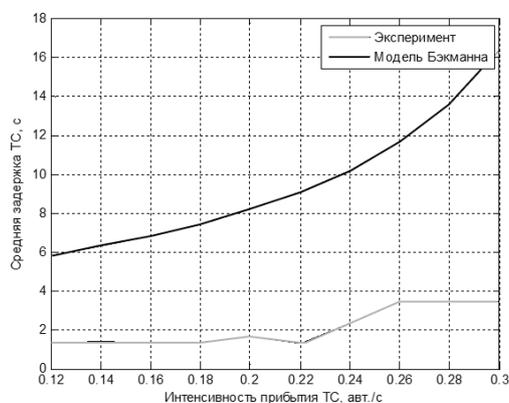


Рис. 2. График зависимости средней задержки ТС от интенсивности движения на неизолированном перекрёстке

Основная часть. При построении математической модели сети перекрёстков следует учитывать их взаимосвязь по транспортному потоку. Интенсивность прибытия ТС на перекрёсток, расположенный внутри участка сети, имеет характер уже не случайный, а определяемый ситуацией на вышестоящих светофорных объектах [19]. Таким образом, при движении через взаимосвязанные перекрёстки только в прямом направлении интенсивность прибытия ТС к нижестоящему перекрёстку будет равняться интенсивности разъезда с вышестоящего перекрёстка: $q_2 = s_1$ (рис. 3).

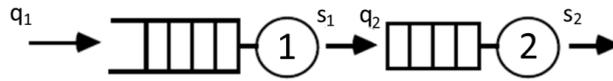


Рис. 3. Связь перекрёстков по транспортному потоку

Транспортные средства, покидающие вышестоящий перекрёсток, формируются в группы, ограниченные началом и концом разрешающей фазы регулирования [20]. Это явление вносит существенный вклад в качество управления, однако последнее также сильно зависит величины сдвига разрешающей фазы регулирования на текущем перекрёстке по отношению к вышестоящему перекрёстку. Данная величина определяет, пройдёт ли сформированная группа перекрёсток на зеленый свет без остановки или попадёт на запрещающую фазу регулирования.

Справедливым будет утверждение о том, что величина сдвига разрешающей фазы на следующем по ходу движения перекрёстке должна равняться отношению расстояния между перекрёстками к средней скорости потока на данном участке. Так при достижении первыми автомобилями группы следующего светофорного объекта загорится зеленый сигнал, который позволит проехать без остановки большинству транспортных средств группы. В таком случае может быть достигнуто существенно меньшее значение задержки, чем при равномерном потоке, что имело место при проведении эксперимента на взаимосвязанных перекрёстках.

Напротив, если группа ТС достигнет следующего по ходу движения перекрёстка во время начала запрещающей фазы регулирования, большинство водителей будет вынуждено остановиться в очереди, что увеличит значение задержки по сравнению с равномерным потоком, где количество ТС, проехавших перекрёсток с остановкой и без неё, примерно равно.

Для установления зависимости средней задержки ТС от величины сдвига разрешающей фазы регулирования на соседних перекрёстках был проведён эксперимент. Величина сдвига на перекрёстках рассматриваемого участка варьируется в диапазоне от 0 до 66 с. На основе этих данных может быть получена соответствующая зависимость задержки ТС. Так как эксперимент проводился на нескольких перекрёстках, а помимо сдвига фаз на величину задержки ТС влияет ряд других факторов, различных для каждого светофорного объекта, полученные данные рассматриваются в относительных единицах по отношению к расчетным данным модели Бэкманна, принимая их достоверными для равномерного потока. График полученной зависимости представлен на рис. 4.

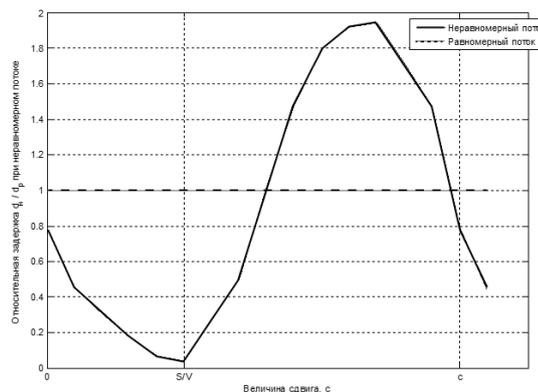


Рис. 4. Зависимость отношения задержки ТС при неравномерном потоке к задержке ТС при равномерном потоке от величины сдвига разрешающей фазы регулирования на нижестоящем перекрёстке

Из графика видно, что полученная зависимость имеет ярко выраженную косинусоидальную форму. Период косинусоиды равен длительности цикла регулирования c на нижестоящем перекрёстке, так как значения задержки $\Delta t > c$ фактически равны значениям $\Delta t - c$ за счет цикличности переключения сигналов светофора.

Аналитически полученную зависимость можно описать следующим образом (2).

$$\frac{d_n}{d_p} = -\cos\left(\frac{2\pi\Delta t}{c} + \frac{S}{V}\right) + 1, \quad (2)$$

где d_n – средняя задержка ТС на перекрёстке при неравномерном потоке, с;

d_p – средняя задержка ТС на перекрёстке при равномерном потоке, с;

Δt – величина сдвига разрешающей фазы регулирования на нижестоящем перекрёстке, с;

c – длительность цикла регулирования, с;

S – расстояние до нижестоящего перекрёстка, м;

V – средняя скорость потока, м/с.

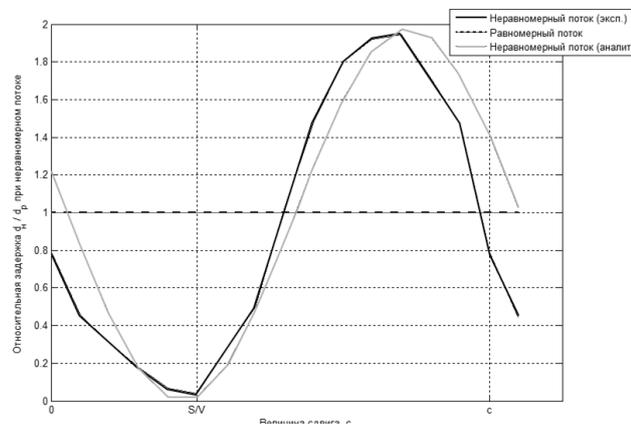


Рис. 5. Сравнение экспериментальной и аналитической зависимостей задержки ТС от величины сдвига разрешающей фазы регулирования на нижестоящем перекрёстке

Применительно к абсолютным значениям задержки ТС при неравномерном транспортном потоке в прямом направлении усовершенствованная формула Бэкманна, исходя из (2), примет вид:

$$d = \left(-\cos\left(\frac{2\pi\Delta t}{c} + \frac{S}{V}\right) + 1\right) \cdot \frac{c-g}{c\left(1-\frac{q}{s}\right)} \left(\frac{q_0}{q} + \frac{c-g+1}{2}\right). \quad (3)$$

Однако, в большинстве случаев при выезде с перекрёстка имеют место повороты части ТС, поэтому значение интенсивности уменьшается на процент повернувших ТС из главного потока и увеличивается за счет интенсивности движения ТС, повернувших в направлении нижестоящего перекрёстка из конфликтующего потока. Данный процесс проиллюстрирован на рис. 6 и описан в (4).

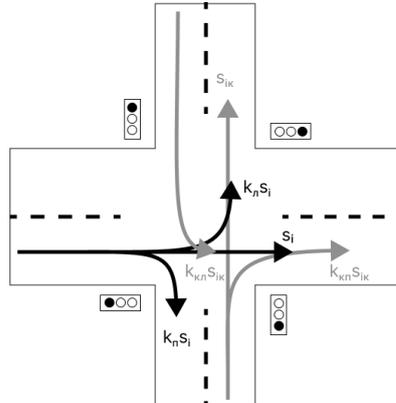


Рис. 6. Перераспределение интенсивности транспортного потока на перекрёстке

$$q_{i+1} = s_i - (k_l s_i + k_n s_i) + (k_{kl} s_{ik} + k_{kn} s_{ik}), \quad (4)$$

где q_{i+1} – интенсивность прибытия ТС на нижестоящий перекрёсток, авт./с;

s_i – интенсивность разъезда ТС с вышестоящего перекрёстка, авт./с;

k_l и k_n – доли ТС, совершающих левый и правый поворот на данном участке перекрёстка;

s_{ik} – интенсивность разъезда ТС конфликтующего потока с вышестоящего перекрёстка, авт./с.

k_{kl} и k_{kn} – доли ТС конфликтующего потока, совершающих левый и правый поворот в направлении нижестоящего перекрёстка.

Следует учитывать, что ТС, выполняющие поворот с конфликтующих направлений, вливаются в основной поток во время запрещающей фазы регулирования в прямом направлении его движения. Таким образом, они движутся отдельно от групп ТС, сформированных на вышестоящем перекрёстке, заполняя промежутки между ними. Исходя из этого, если интенсивность разъезда с перекрёстка ТС, движущихся в прямом направлении, равна интенсивности разъезда с перекрёстка ТС, вливающих слева или справа в рассматриваемый поток, такой поток можно считать равномерным. Отношение интенсивности разъезда ТС, движущихся в прямом направлении, и интенсивности разъезда ТС, выполнивших поворот, предлагается учитывать в качестве показателя неравномерности транспортного потока. Формулу (3) можно дополнить следующим образом:

$$d = \left(- \left(1 - \frac{q_{kl} + q_{kn}}{q} \right) \cdot \cos \left(\frac{2\pi\Delta t}{c} + \frac{S}{V} \right) + 1 \right) \cdot \frac{c - g}{c \left(1 - \frac{q}{s} \right)} \left(\frac{q_0}{q} + \frac{c - g + 1}{2} \right). \quad (5)$$

По формуле (5) при отношении интенсивностей разъезда ТС, движущихся в прямом направлении, и ТС, выполнивших поворот, равном единице, неравномерная составляющая модели умножается на ноль, и задержка ТС рассчитывается для условий равномерного потока. При значении показателя неравномерности от 0 до 1 в расчете задержки ТС присутствует как равномерная составляющая, так и неравномерная в соответствующей пропорции.

Однако, в случае, если интенсивность разъезда ТС, выполнивших поворот, окажется выше интенсивности разъезда ТС, движущихся в прямом направлении, формулу (5) следует изменить:

$$d = \left(\left(1 - \frac{q}{q_{кл} + q_{кп}} \right) \cdot \cos \left(\frac{2\pi\Delta t}{c} + \frac{S}{V} \right) + 1 \right) \cdot \frac{c - g}{c \left(1 - \frac{q}{s} \right)} \left(\frac{q_0}{q} + \frac{c - g + 1}{2} \right). \quad (6)$$

Таким образом, в числителе показателя неравномерности должна находиться меньшая интенсивность разезда ТС. А так как ТС, выполнившие поворот, отправляются с вышестоящего перекрёстка в период действия запрещающей фазы регулирования, в случае их преобладания в потоке значение задержки на нижестоящем перекрёстке будет находиться в противофазе по отношению к зависимости, представленной на рис. 4. Знак при косинусе изменится (6).

С учетом дополнений модели задержки Бэкманна, отражающих взаимосвязь по транспортному потоку соседних перекрёстков, получена новая зависимость задержки ТС от интенсивности движения на неизолированном перекрёстке, которая представлена на рис. 7.

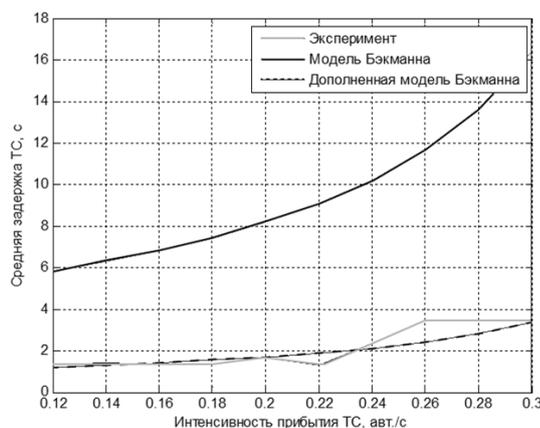


Рис. 7. График задержки ТС на неизолированном перекрёстке

Расхождение между данными, полученными при помощи усовершенствованной модели Бэкманна и в результате проведения эксперимента составляет 7,24 %, что гораздо точнее, чем при использовании исходной модели.

Выводы. В статье проведен анализ модели задержки транспортных средств на перекрёстке М.Дж. Бэкманна. Установлено, что данная модель является достаточно точной при описании изолированных перекрёстков, однако непригодна в случаях с перекрёстками, имеющими взаимосвязь по транспортному потоку с соседними светофорными объектами. Проанализированы причины данного явления, описано влияние светофорного регулирования на характер движения ТС. Предложена модификация модели Бэкманна, учитывающая факторы неравномерности транспортного потока и сдвига разрешающей фазы регулирования между соседними перекрёстками. Полученное дополнение модели Бэкманна позволило значительно повысить точность расчета задержки ТС применительно к взаимосвязанным перекрёсткам.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Wachs M. et al.* Highway Capacity Manual 2000, USA: National Academy of Sciences, 2000. – 1200 p.
2. Карамзин Ю.Н., Трапезникова М.А., Четверушкин Б.Н., Чурбанова Н.Г. Двумерная модель автомобильных потоков // Математическое моделирование. – 2006. – Т. 18, № 6. – С. 85-95.

3. Nagel K. High-speed microsimulations of traffic flow. Thesis, University Cologne, Germany, 1995. – 202 p.
4. Helbing D. Structure and instability of high-density equations for traffic flow // *Phys. Rev.* – 1998, – E 57, No. 6176. – P. 212-224.
5. Евдокимов А.О., Горохов А.В., Лугов Д.Я. Имитационная модель перекрестка с системой интеллектуального управления // *Международный научно-исследовательский журнал.* – 2015. – С. 55-59.
6. Beckmann M.J., McGuire C.B. and Winsten C.B. *Studies in the Economics of Transportation.* – Yale University Press, 1956. – P. 68-87.
7. McNeil D.R. A Solution to the Fixed-Cycle Traffic Light Problem for Compound Poisson Arrivals // *J. Appl. Prob.* – 1968. – 5. – P. 624-635.
8. Darroch J.N. On the Traffic-Light Queue // *Ann. Math. Statist.* – 1964. – 35. – P. 122-128.
9. Darroch J.N., Newell G.F., and Morris R.W.J. Queues for a Vehicle - Actuated Traffic Light // *Operational Research.* – 1964. – 12. – P. 288-293.
10. Webster F.V. *Traffic Signal Settings* // Road Research Laboratory Technical Paper No. 39. – HMSO, London, 1958. – P. 9-15.
11. Miller A.J. Settings for Fixed-Cycle Traffic Signals // *Operational Research Quarterly.* – 1963. – Vol. 14. – P. 373-386.
12. Newell G.F. Queues for a Fixed-Cycle Traffic Light // *The Annals of Mathematical Statistics.* – 1960. – Vol. 31, No. 3. – P. 589-597.
13. Антониади Г.Д., Архипов В.О., Цуприков А.А. Анализ модели задержки автотранспорта М.Дж. Бэкманна // *НТС Транспорт: наука, техника, управление.* – 2019. – № 2. – С. 61-64.
14. Антониади Г.Д., Архипов В.О., Цуприков А.А. Анализ модели задержки Вебстера // *Ежемесячный научный журнал «Евразийский союз учёных».* – 2018. – № 11 (56), 9 часть. – С. 6-12.
15. Чикалин Е.Н. Анализ задержек транспортных средств на нерегулируемых пешеходных переходах // *Вестник ИрГТУ.* – 2012. – № 9 (68). – С. 168-174.
16. Обидина Т.С. Исследование задержек, возникающих при пересечении перекрестка, с точки зрения теории массового обслуживания // *Современные проблемы фундаментальных и прикладных наук. Ч. VII. Управление и прикладная математика: Тр. 56-й научной конференции МФТИ.* – М. – Долгопрудный, 2013. – С. 56-62.
17. Дорогуш Е.Г. Математический анализ модели транспортных потоков на автостраде и управления ее состоянием. – М.: МГУ им. М.В. Ломоносова, 2014. – 90 с.
18. Бабичева Т.С. Обобщение модели равновесного распределения транспортных потоков Бэкманна на случай учета затрат не преодоление перекрестков // *Современные проблемы фундаментальных и прикладных наук. Ч. VII. Управление и прикладная математика: Тр. 57-й научной конференции МФТИ.* – М. – Долгопрудный, 2014. – С. 124-132.
19. Hardy J. *Smart City: A Traffic Signal Control System for Reducing the Effects of Traffic Congestion in Urban Environments.* – University of Derby, 2019. – 52 p.
20. Методические рекомендации по разработке и реализации мероприятий по организации дорожного движения. Организация дорожного движения на регулируемых пересечениях. – М., 2017. – 4 с.

REFERENCES

1. Wachs M. et al. *Highway Capacity Manual 2000*, USA: National Academy of Sciences, 2000, 1200 p.
2. Karamzin Yu.N., Trapeznikova M.A., Chetverushkin B.N., Churbanova N.G. Dvumernaya model' avtomobil'nykh potokov [Two-dimensional model of traffic flows], *Matematicheskoe modelirovanie* [Mathematical modeling], 2006, Vol. 18, No. 6, pp. 85-95.
3. Nagel K. High-speed microsimulations of traffic flow. Thesis, University Cologne, Germany, 1995, 202 p.
4. Helbing D. Structure and instability of high-density equations for traffic flow, *Phys. Rev.*, 1998, E 57, No. 6176, pp. 212-224.
5. Evdokimov A.O., Gorokhov A.V., Lugov D.Ya. Imitatsionnaya model' perekrestka s sistemoy intellektual'nogo upravleniya [Simulation model of an intersection with an intelligent control system], *Mezhdunarodnyy nauchno-issledovatel'skiy zhurnal* [International Scientific Research Journal], 2015, pp. 55-59.

6. Beckmann M.J., McGuire C.B. and Winsten C.B. Studies in the Economics of Transportation. Yale University Press, 1956, pp. 68-87.
7. McNeil D.R. A Solution to the Fixed-Cycle Traffic Light Problem for Compound Poisson Arrivals, *J. Appl. Prob.*, 1968, 5, pp. 624-635.
8. Darroch J.N. On the Traffic-Light Queue, *Ann. Math. Statist*, 1964, 35, pp. 122-128.
9. Darroch J.N., Newell G.F., and Morris R.W.J. Queues for a Vehicle - Actuated Traffic Light, *Operational Research*, 1964, 12, pp. 288-293.
10. Webster F.V. Traffic Signal Settings // Road Research Laboratory Technical Paper No. 39. HMSO, London, 1958, pp. 9-15.
11. Miller A.J. Settings for Fixed-Cycle Traffic Signals, *Operational Research Quarterly*, 1963, Vol. 14, pp. 373-386.
12. Newell G.F. Queues for a Fixed-Cycle Traffic Light, *The Annals of Mathematical Statistics*, 1960, Vol. 31, No. 3, pp. 589-597.
13. Antoniadu G.D., Arkhipov V.O., Tsuprikov A.A. Analiz modeli zaderzhki avtotransporta M.Dzh. Bekmanna [Analysis of the vehicle delay model M.J. Backmann], *NTS Transport: nauka, tekhnika, upravlenie* [NTS Transport: science, technology, management], 2019, No. 2, pp. 61-64.
14. Antoniadu G.D., Arkhipov V.O., Tsuprikov A.A. Analiz modeli zaderzhki Vebstera [Analysis of Webster's delay model], *Ezhemesyachnyy nauchnyy zhurnal «Evraziyskiy soyuz uchenykh»* [Monthly scientific journal "Eurasian Union of Scientists"], 2018, No. 11 (56), 9 chast', pp. 6-12.
15. Chikalina E.N. Analiz zaderzhkek transportnykh sredstv na nereguliruemyykh peshkhodnykh perekhodakh [Analysis of vehicle delays at uncontrolled pedestrian crossings], *Vestnik IrGTU* [Bulletin of ISTU], 2012, No. 9 (68), pp. 168-174.
16. Obidina T.S. Issledovanie zaderzhkek, voznikayushchikh pri peresechenii perekrestka, s tochki zreniya teorii massovogo obsluzhivaniya [Study of delays arising when crossing an intersection from the point of view of queuing theory], *Sovremennyye problemy fundamental'nykh i prikladnykh nauk. Ch. VII. Upravlenie i prikladnaya matematika: Tr. 56-y nauchnoy konferentsii MFTI* [Modern problems of fundamental and applied sciences. Part VII. Management and applied mathematics: Tr. 56th scientific conference of MIPT]. Moscow – Dolgoprudnyy, 2013, pp. 56-62.
17. Dorogush E.G. Matematicheskiy analiz modeli transportnykh potokov na avtostrade i upravleniya ee sostoyaniem [Mathematical analysis of the model of traffic flows on the highway and management of its condition]. Moscow: MGU im. M.V. Lomonosova, 2014, 90 p.
18. Babicheva T.S. Obobshchenie modeli ravnovesnogo raspredeleniya transportnykh potokov Bekmanna na sluchay ucheta zatrat ne preodolenie perekrestkov [Generalization of Beckmann's model of equilibrium distribution of traffic flows in the case of taking into account the costs of not crossing intersections], *Sovremennyye problemy fundamental'nykh i prikladnykh nauk. Ch. VII. Upravlenie i prikladnaya matematika: Tr. 57-y nauchnoy konferentsii MFTI* [Modern problems of fundamental and applied sciences. Part VII. Management and applied mathematics: Tr. 57th scientific conference of MIPT]. Moscow – Dolgoprudnyy, 2014, pp. 124-132.
19. Hardy J. Smart City: A Traffic Signal Control System for Reducing the Effects of Traffic Congestion in Urban Environments. University of Derby, 2019, 52 p.
20. Metodicheskie rekomendatsii po razrabotke i realizatsii meropriyatiy po organizatsii dorozhnogo dvizheniya. Organizatsiya dorozhnogo dvizheniya na reguliruemyykh peresecheniyakh [Methodological recommendations for the development and implementation of traffic management measures. Organization of traffic at controlled intersections]. Moscow, 2017, 4 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. Ю.А. Кравченко.

Стрижко Михаил Александрович – Донецкий национальный технический университет; e-mail: strizhko.mihail@yandex.ru; г. Донецк, ДНР; тел.: +7949464-2776; кафедра автоматизации и телекоммуникаций; аспирант.

Strizhko Mikhail Aleksandrovich – Donetsk National Technical University; e-mail: strizhko.mihail@yandex.ru; Donetsk, DPR; phone: +79494642776; the department of automation and telecommunications; graduate student.

Раздел III. Электроника, приборостроение и радиотехника

УДК 005, 51-74

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-231-243

С.С. Верещагина

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ОЦЕНИВАНИЯ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ ПРИ ДИАГНОСТИРОВАНИИ*

Диагностирование электрооборудования согласно нормативным документам, является сложным и многофакторным процессом, который регулярно проводится на промышленных предприятиях и характеризуется широким спектром неопределенностей, связанных с неточными, нечеткими и неполными исходными данными, большой трудоемкостью, рисковыми ситуациями. Это приводит к накоплению и развитию различных дефектов, к нарушению электроснабжения промышленных предприятий и технологических процессов, а также к выходу оборудования из строя. Для повышения производительности функционирования и высокого уровня отказоустойчивости оборудования необходимо разрабатывать методы, модели и средства диагностирования с использованием современных информационных технологий, включая методы и технологии искусственного интеллекта, учитывающих не только количественную, но и качественную исходную информацию. В настоящей работе предложен системный подход к оцениванию технического состояния электрооборудования на этапе его эксплуатации, направленный на реализацию общесистемных принципов, а также на рассмотрение данного процесса в виде открытой системы, тем самым позволяя наилучшим образом организовать процесс принятия решений в системе управления. Данные принципы позволят сформулировать различные задачи к оцениванию технического состояния оборудования с использованием информационных технологий и технологий искусственного интеллекта, а также определить способы и пути их решения. Предложена структура единого комплекса оценивания ЭО для интеллектуальных диагностических систем, устанавливающая последовательность решаемых задач и применяемых для них методов, подходов. Единый комплекс позволит повысить информативность ситуаций принятия решений и достоверность заключений о техническом состоянии оборудования в условиях неполной и нечеткой информации.

Комплекс методов и моделей; технологии искусственного интеллекта; электрооборудование; неполная и нечеткая информация.

S.S. Vereshchagina

METHODOLOGICAL BASES OF ASSESSMENT IN DIAGNOSING THE TECHNICAL CONDITION OF ELECTRICAL EQUIPMENT

Diagnostics of electrical equipment, according to regulations, is a complex and multifactorial process which is regularly carried out at industrial enterprises and is characterized by a wide range of uncertainties related to inaccurate, fuzzy and incomplete initial data, high labor intensity and risk situations. This results in accumulation and growth of various defects, disruption of power supply to industrial enterprises and technological processes, as well as equipment failure.

* Работа выполнена при поддержке РФФИ № 23-29-00415.

To improve the efficiency of operation and high level of equipment fault tolerance, it is necessary to develop methods, models and means of diagnostics using modern information technologies including methods and technologies of artificial intelligence, taking into account not only quantitative but also qualitative initial information. This paper proposes a systematic approach to the assessment of the technical condition of electrical equipment at the stage of its operation. The approach is aimed at the implementation of system-wide principles, as well as the consideration of this process as an open system, thus making it possible to best organize the decision-making process in the control system. These principles will provide an opportunity to formulate various tasks to assess the technical condition of equipment using information technologies and artificial intelligence technologies, as well as to determine the ways and means of their solution. The authors proposed the structure of a unified complex of EE assessment for intelligent diagnostic systems which sets the sequence of tasks to be solved and the methods and approaches to be used for them. The unified complex will increase the informativeness of decision-making situations and reliability of conclusions about the technical condition of equipment under conditions of incomplete and fuzzy information.

A set of methods and models; artificial intelligence technologies; electrical equipment; incomplete and fuzzy information.

Введение. В настоящее время электрооборудование (ЭО) представлено огромным многообразием элементов, устройств, систем, комплексов и обладает своей значимостью, назначением и особенностями выполняемых им функций, а также характеризуется разнотипными взаимосвязанными элементами. Несмотря на высокие эксплуатационные характеристики, ЭО на этапе эксплуатации часто преждевременно выходят из строя по различным причинам [1–4], которые могут привести к аварийным ситуациям (повреждениям), к ухудшению технических характеристик ЭО, к выходу оборудования из строя, а также к большому экономическому ущербу в энергосистеме.

Для повышения производительности функционирования и поддержания необходимой степени надежности оборудования в процессе его эксплуатации необходимо проводить его диагностирование, которое позволит решить большой спектр различных задач, одной из которых является оценивание технического состояния оборудования. Однако такое оценивание существенно усложняется наличием следующих проблем: сложностью диагностируемого оборудования, большим количеством параметров оборудования, влияющих на его техническое состояние, большим объёмом диагностических разнородных данных, а также недостаточностью внедрения современных методов диагностирования ЭО [5–7].

Таким образом, проблема оценивания технического состояния ЭО на этапе его эксплуатации в условиях неполной и нечеткой информации, несмотря на достаточное количество работ отечественных и зарубежных ученых, посвященных диагностированию ЭО, является актуальной.

Автором в настоящей работе предлагается рассмотреть методологические основы оценивания технического состояния ЭО на этапе его эксплуатации в условиях неполной и нечеткой информации, целью которых является повышение информативности ситуаций принятия решений и достоверности заключений о техническом состоянии оборудования.

Ключевые понятия, исходные данные к оцениванию технического состояния электрооборудования. Для поддержания работоспособности ЭО и предотвращения выхода его из строя предлагается применить системный подход для управления процессом оценивания технического состояния ЭО, дающий возможность рассматривать данный процесс как целостную систему, тем самым позволяя находить эффективные диагностические решения возникающих проблем и управлять возникшими изменениями.

На рис. 1 представлена обобщенная схема системы управления процессом оценивания технического состояния ЭО с учетом неполной, нечеткой и статистической информации, адаптированная автором.

На схеме: W – внешняя информация (нормативные требования, ГОСТы, паспортные данные на оборудование, где указаны условия эксплуатации, допустимые отклонения от номинальных значений основных параметров ЭО, основные показатели качества электрической энергии и т.п.) [8, 9]; A – внутренняя информация (архивная информация о состоянии ЭО), используемая для решения задач управления; U – управляющее воздействие (принятие управленческих решений – прямая связь); Y_{Oy} – выходная информация (текущие значения параметров, факторов, характеризующие состояние ЭО); Y_m – модельные (расчетные) значения параметров, полученные посредством использования разработанных моделей, интеллектуальных методов и подходов; ε – ошибка (рассогласование); $\varepsilon_{доп}$ – фиксированное заданное значение; $L(Y_{Oy}, Y_m)$ – проверка соответствия данных, полученных на основе моделей и методов, реальному объекту ЭО; Y' – информация о состоянии ЭО (обратная связь); $Y'_{км}$ – корректировка моделей (добавление новых параметров, факторов и связей между ними; корректировка взвешенных нечетких правил; корректировка весов важности параметров и др.); Y'_a – адекватный результат, отвечающий всем нормативным требованиям, ГОСТам.

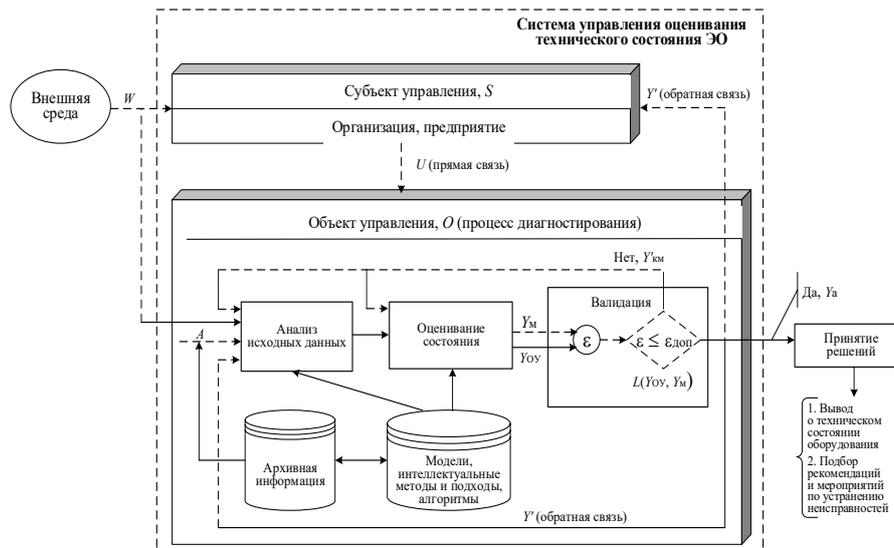


Рис. 1. Обобщенная схема системы управления процессом оценивания технического состояния ЭО

Если полученные результаты (модельные значения) Y_m не отвечают фактическим результатам, которые характеризуют состояние Y_{Oy} (условие $\varepsilon \leq \varepsilon_{доп}$ не выполняется), то необходимо внести корректировки ($Y'_{км}$). Если условие $\varepsilon \leq \varepsilon_{доп}$ выполняется, то результат является адекватным Y'_a . Для проверки адекватности результата предлагается использовать, например, точность, полноту и специфичность для искусственной нейронной сети, «исторический метод» [10, 11] и др.

Управление процессом оценивания технического состояния ЭО осуществляется с применением обратной связи Y' . Субъект управления S получает информацию Y' от объекта управления O и внешней среды W , обрабатывает и сопоставляет ее с желаемыми значениями параметров объекта управления, а затем принимает

новое решение. Далее вырабатывает следующее управляющее воздействие U на ее основе. Объект управления также воспринимает информацию Y' , обрабатывает и сопоставляет ее с желаемыми значениями параметров объекта управления и на ее основании исправляет ошибку.

Отметим, что исходные данные могут быть представлены в виде статистической информации, поступающих с приборов, в виде интервалов, для определения выхода значения параметра за допустимые пределы (по ГОСТ), в виде черно-белых графиков, на котором отображены изменения параметра во времени, в виде цветных изображений с тепловизора, на которых отображено тепловое состояние ЭО. Для обработки разнородных исходных данных, определения их влияния не только на состояние ЭО, но и на другие параметры и как следствие оценивание технического состояния ЭО необходимо применять единый комплекс диагностирования ЭО.

Далее рассматриваются методологические основы оценивания технического состояния ЭО, с одной стороны, как система получения научных знаний, представленных в виде неоднородных когнитивных моделей, методов, подходов, алгоритмов, общесистемных принципов, а, с другой стороны, как система действий, направленных на использование новых знаний о состоянии ЭО для подбора рекомендаций и мероприятий по устранению неисправностей.

Структура единого комплекса диагностирования ЭО. Для оценивания технического состояния ЭО необходимо разрабатывать и применять новые модели и методы с использованием современных информационных технологий, технологий искусственного интеллекта (средства нечеткой логики, искусственные нейронные сети), основанных на слиянии нескольких разнотипных параметров. Данные модели и методы, имея оптимальный набор параметров, основанный на полном анализе электрических, механических, тепловых, вибрационных и других параметров, позволяют не только оценивать техническое состояние ЭО, но и извлекать и использовать знания, накопленные специалистами, такими как ученые, инженеры, административно-технический, оперативно-ремонтный, оперативный, ремонтный, технологический персонал.

При разработке моделей и методов оценивания технического состояния ЭО с использованием методов и технологий искусственного интеллекта предъявляются следующие требования [12]:

- ◆ учитывать в разработанных моделях и методах многофакторность процесса оценивания технического состояния ЭО, при этом они должны обеспечивать требуемую достоверность и не противоречить полученным результатам;
- ◆ не предъявлять особых требований для режимов работы ЭО, которые трудно осуществить на практике при проведении измерений либо они должны быть разработаны с их учетом;
- ◆ обеспечивать сокращение времени на принятие решений при оценивании технического состояния ЭО для предупреждения не своевременного выхода ЭО из строя;
- ◆ обеспечивать информационную поддержку принятия решений при оценивании технического состояния ЭО своевременно и многократно за счет разработанных моделей, например, неоднородных когнитивных моделей;

Теоретические положения разработки моделей и методов для оценивания технического состояния ЭО, базируются на следующих принципах:

- ◆ *принцип системности* – при принятии решений относительно технического состояния ЭО необходимо классифицировать по значимости не только диагностические параметры, но и их значения;

♦ *принцип многообразия* – необходимо применять различные современные информационные технологии, методы и технологии искусственного интеллекта, а также их комбинации, для получения более полного и точного оценивания технического состояния ЭО (при этом получаются новые знания, зависимости, которые отсутствовали ранее);

♦ *принцип декомпозиции* – процесс оценивания технического состояния ЭО необходимо разделить на множество этапов, и установления связей между ними для рассмотрения как по отдельности, так и в совокупности;

♦ *принцип итеративности* – проведение комплексного оценивания технического состояния ЭО является процессом, предполагающим определенную последовательность методов;

♦ *принцип адаптации* – процесс оценивания технического состояния ЭО быстро изменяется с изменением свойств внешней среды, и адаптация достигается за счет применения различных методов с использованием современных информационных технологий и технологий искусственного интеллекта.

Рассмотренные принципы позволяют сформулировать с единых теоретических позиций различные задачи, связанные с оцениванием технического состояния ЭО:

1) фильтрация данных от шумов, которые возникают в результате их получения, технологий передачи информации, методов оцифровывания данных;

2) классификация параметров по значимости с целью определения основных, дополнительных и вспомогательных параметров, которые делятся по степени их влияния на ЭО, что позволит выделить наиболее значимые параметры, которые существенно влияют на работоспособность ЭО;

3) поиск отклонений значений параметров от норм, установленных ГОСТами, методическими рекомендациями и другой нормативной информацией, что позволит определить параметры, вышедшие за границы допустимых интервалов, для последующего поиска причин их выхода, а также рассмотреть их в первую очередь как наиболее вероятную причину возможного выхода ЭО из строя;

4) классификация значений параметров с присвоением веса важности термножества с целью определения параметров, по которым значения вышли за предельные интервалы, и проведения их анализа в первую очередь.

5) оценивание технического состояния ЭО и прогнозирование значений параметров ЭО с использованием разработанных моделей, интеллектуальных методов и подходов, алгоритмов для получения более полной картины о текущем техническом состоянии ЭО и исключения ошибочных выводов;

6) подбор рекомендаций и мероприятий по устранению неисправностей для предотвращения преждевременного выхода ЭО из строя и обеспечение его бесперебойной работы на основе методических рекомендаций, ГОСТов, паспортных данных на оборудование и опыта специалистов.

На рис. 2 представлена структура единого комплекса оценивания технического состояния ЭО, разработанная автором.

Суть единого комплекса оценивания технического состояния ЭО заключается в последовательном использовании разработанных моделей и методов на всех этапах диагностирования с целью подбора рекомендаций и мероприятий по устранению неисправностей ЭО. Последовательное использование различных методов и моделей позволит учесть многофакторность, разнотипность исходных данных, которые невозможно проанализировать одним методом, при необходимости внести коррективы в модели, избежать взаимоисключающих ошибочных выводов, а также всесторонне оценить техническое состояние ЭО.

Далее показаны постановки некоторых разработанных методов, входящих в единый комплекс оценивание технического состояния ЭО.

1) Идея метода 1.3 «Метод оценивания степени взаимосвязи между параметрами с применением статистических методов» [13] заключается в комплексном подходе к выбору основных параметров для последующего оценивания технического состояния ЭО на основе сравнения рангового коэффициента корреляции Спирмена, коэффициентов ассоциативности, знаковой корреляционной функции вида «знак-знак» [14, 15]

$$\left(S_1 = \frac{p_{11}}{p_{10} + p_{11} + p_{01}}, S_2 = \frac{p_{11} + p_{00}}{p}, S_3 = \frac{p_{11}}{p}, S_4 = \frac{2p_{11}}{2p_{11} + p_{10} + p_{01}}, \right. \\ \left. S_5 = \frac{2(p_{11} + p_{01})}{p + p_{11} + p_{00}}, S_6 = \frac{p_{11}}{p_{11} + 2(p_{10} + p_{01})}, S_7 = \frac{p_{11} + p_{00}}{p_{11} + 2(p_{10} + p_{01})} \right),$$

где $p = p_{00} + p_{01} + p_{10} + p_{11}$, p_{00} – частота того, что приращения значений параметров источник (причина) и приемник (следствие) одновременно принимают отрицательные значения; p_{01} – частота того, что приращение значений параметров источник принимает отрицательное значение, а приемник – положительное значение; p_{10} – частота того, что приращение значений параметров источник принимает положительное значение, а приемник – отрицательное значение; p_{11} – частота того, что приращения значений параметров источник и приемник одновременно принимают положительные значения), в определении максимального значения коэффициентов и усреднении полученных значений для каждой пары связанных параметров.

2) Идея метода 1.5 «Метод отбора параметров с применением аппарата нечеткой логики» [16] заключается в ранжировании и отборе значимых параметров с учетом множества разнотипных параметров на основе связи между параметрами, которые могут быть представлены в виде вербального описания (например, «влияет») либо иметь вес w_{ij} , характеризующий силу связи между параметрами, а также в формировании нечеткого множества C_k :

$$\tilde{C}_k = \{ \mu_{C_k}(x_1^*)/x_1^*, \mu_{C_k}(x_2^*)/x_2^*, \dots, \mu_{C_k}(x_h^*)/x_h^* \}, i = \overline{1, h}, k = \overline{1, m}, \mu_{C_k}(x_i^*)/x_i^* \\ - \text{степень принадлежности } i\text{-го элемента } X_i^* \text{ множеству } \tilde{C}_k, \sum_{i=1}^h \mu_{C_k}(x_i^*) = 1 \text{ для}$$

отсеивания незначимых параметров.

3) Идея метода 2.2 «Метод распознавания неисправностей ЭО с применением сверточных нейронных сетей» заключается в извлечении признаков изменения параметров в соответствии с поведением работоспособности ЭО, которое заключается в распознавании черно-белых графиков, на которых отображены изменения параметров во времени, цветных изображений, полученных от тепловизора. Это необходимо для определения предельных или аномальных температур, которые проводятся бесконтактно в режиме реального времени во время работы ЭО и по распознанным данным осуществляется классификация технического состояния [17]. Использование сверточной нейронной сети для распознавания технического состояния ЭО позволит сократить количество параметров, необходимых в анализе, и повысить точность классификации.

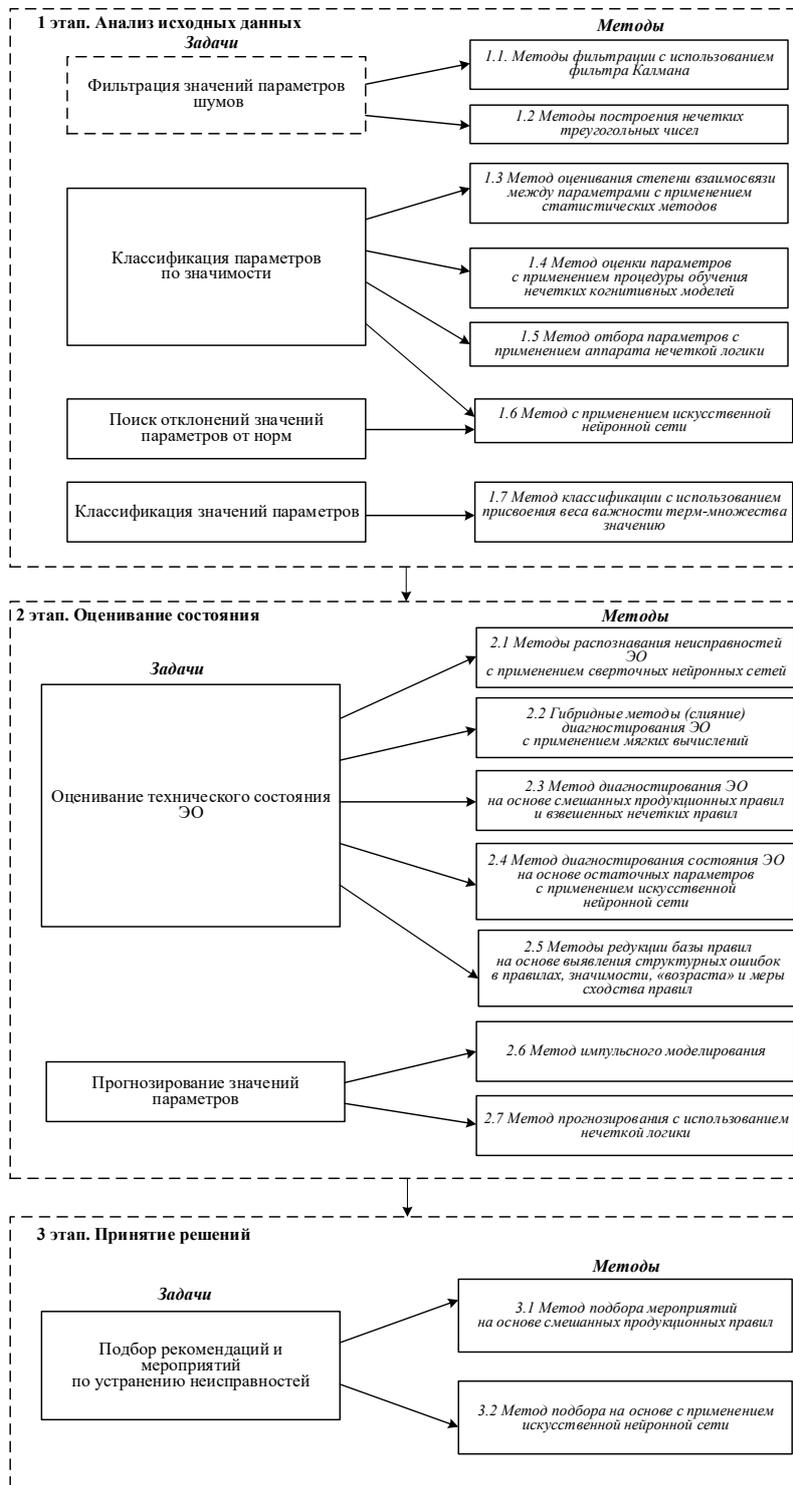


Рис. 2. Структура единого комплекса оценивания технического состояния ЭО

4) Идея метода 3.1 «Метод подбора рекомендаций и мероприятий на основе смешанных производственных правил» [18] заключается в построении таблицы влияния показателей качества электрической энергии, параметров на оборудование, и построении на их основе смешанных производственных правил. При этом каждое производственное правило имеет параметр, определяющий его значимость (предлагается устанавливать в соответствии с длиной правила и определять как:

$$CF_k = \max_k \{N_k\}, k = \overline{1; c}, \text{ где } c - \text{ количество производственных правил; } N_k - \text{ количество}$$

входных переменных в k -м производственном правиле) при выдаче перечня мероприятий, которые необходимо выполнить в первую очередь для предотвращения выхода из строя ЭО, полученный с помощью их обучения ($CF_k^{new} = CF_k^{old} - \eta \cdot w_h \cdot CF_k^{old}$, w_h – сила влияния параметров на оборудование, η – скорость обучения, $0 \leq \eta \leq 1$). Выбирается тот вариант мероприятий, где правило имеет наибольшее значение значимости.

Разработанный единый комплекс направлен на решение задач оценивания технического состояния ЭО, в основе которого лежат взаимосвязанные методы и модели, позволяет повысить точность полученных диагностических решений и предупредить выход ЭО из строя.

Вычислительный эксперимент. Оценивание технического состояния проводилось для асинхронного электродвигателя серии ВАО5К-450, 560. Для определения степени взаимосвязи между параметрами были применены различные статистические подходы, основанные на использовании рангового коэффициента корреляции Спирмена, коэффициентов ассоциативности. Результаты расчетов сводились в табл. 1 (за период 26.09.2022: 08:00 – 13:00 и 10.10.2022: 08:00 – 13:00), в которой максимальные значения коэффициентов выделены жирным. По совокупности таблиц вида 1, отнесенных к различным годам, формируется табл. 2, содержащая информацию о взаимосвязях между параметрами.

Таблица 1

Результаты расчета степени взаимосвязи

Год диагностирования Подходы к оцениванию степени взаимосвязи (формула)	2022							
	Параметры							
	X_1	X_2	X_3	...	X_7	X_8	...	X_{12}
S_1	0,81	0,54	0,1	...	0,23	0,92	...	0,16
S_2	0,22	0,75	0,14	...	0,18	0,12	...	0,13
...
S_7	0,12	0,13	0,85	...	0,83	0,1	...	0,35

В табл. 1 x_1, x_2, x_3 – соответственно отклонение напряжения по фазам A, B, C ; x_7 – коэффициент несимметрии напряжений по обратной последовательности; x_8 – сопротивление статорной обмотки, x_{12} – температура в токоведущих (за исключением контактов и контактных соединений) и нетокведущих и металлические части, не изолированные и не соприкасающиеся с изоляционными материалами.

Таблица 2

Таблица взаимосвязей между параметрами по данным 2022

Месяц диагностирования	Параметры							
	x_1	x_2	x_3	...	x_7	x_8	...	x_{12}
апрель	0,35	0,65	0,17	...	0,63	0,74	...	0,21
июль	0,28	0,69	0,25	...	0,71	0,87	...	0,12
октябрь	0,33	0,61	0,37	...	0,74	0,89	...	0,16

Из табл. 2 следует, что параметры x_3 , x_7 и x_{12} сильно влияют на состояние асинхронного электродвигателя, параметры x_1 , x_2 и x_8 можно при диагностировании не рассматривать.

После рассмотрения связей между параметрами осталось 12 параметров (x_1^* – напряжения фазы А; x_2^* – напряжения фазы В; x_3^* – напряжения фазы С; x_4^* – грозовые импульсные напряжения; x_5^* – несинусоидальность напряжения; x_6^* – исправность ТС АД; x_7^* – коэффициент несимметрии напряжений по обратной последовательности; x_8^* – сопротивление статорной обмотки; ... x_{12}^* – температура в токоведущих (за исключением контактов и контактных соединений) и нетокведущих и металлических части, не изолированные и не соприкасающиеся с изоляционными материалами). Данные параметры описывались совокупностью критериев: C_1 – важность параметра; C_2 – степень централизации; C_3 – связность. Ставилась задача ранжирования параметров применительно к выбору наиболее значимых параметров для дальнейшего диагностирования оборудования [16].

Таким образом, при принятии решения наиболее важным является критерий степени централизации (C_2) и критерий важности (C_3). С учетом важности данных критериев получаются следующие нечеткие множества:

$$\tilde{C}_1^{\alpha_1} = \left\{ \frac{0,15}{x_1^*}, \frac{0,47}{x_2^*}, \frac{0,67}{x_3^*}, \frac{0,11}{x_4^*}, \frac{0,15}{x_5^*}, \frac{0,25}{x_6^*}, \frac{0,74}{x_7^*}, \frac{0,66}{x_8^*}, \dots, \frac{0,69}{x_{12}^*} \right\};$$

$$\tilde{C}_1^{\alpha_2} = \left\{ \frac{0,28}{x_1^*}, \frac{0,14}{x_2^*}, \frac{0,75}{x_3^*}, \frac{0,22}{x_4^*}, \frac{0,27}{x_5^*}, \frac{0,45}{x_6^*}, \frac{0,55}{x_7^*}, \frac{0,68}{x_8^*}, \dots, \frac{0,71}{x_{12}^*} \right\};$$

$$\tilde{C}_1^{\alpha_3} = \left\{ \frac{0,29}{x_1^*}, \frac{0,31}{x_2^*}, \frac{0,71}{x_3^*}, \frac{0,12}{x_4^*}, \frac{0,25}{x_5^*}, \frac{0,34}{x_6^*}, \frac{0,71}{x_7^*}, \frac{0,78}{x_8^*}, \dots, \frac{0,84}{x_{12}^*} \right\};$$

В результате пересечений критериев получается нечеткое множество

$$\tilde{D} = \left\{ \frac{0,18}{x_1^*}, \frac{0,13}{x_2^*}, \frac{0,47}{x_3^*}, \frac{0,16}{x_4^*}, \frac{0,2}{x_5^*}, \frac{0,12}{x_6^*}, \frac{0,34}{x_7^*}, \frac{0,37}{x_8^*}, \dots, \frac{0,43}{x_{12}^*} \right\},$$

которое свидетельствует о значимых параметрах x_3^* , x_7^* , x_8^* , x_{12}^* , поскольку они лучше других одновременно удовлетворяют всем критериям с учетом их важности.

Затем для оценивания технического состояния асинхронного электродвигателя подключались изображения, полученные с тепловизора. Данные изображения были обработаны с помощью сверточной нейронной сети, для определения точек на корпусе с предельными или аномальными значениями температуры. Температурные отклонения значительно влияют на работоспособность асинхронных элек-

тродвигателей и причины, которые их вызывают, связаны с повышением напряжения по фазам [19, 20], коэффициентом несимметрии напряжений по обратной последовательности и сопротивлением статорной обмотки. Данные причины были заложены в смешанные производственные правила для классификации неисправности асинхронного электродвигателя. Результаты исследования показали, что двигатель работает в перегруженном режиме.

Далее осуществлялось ранжирование смешанных производственных правил на основе параметра достоверности CF , который устанавливался в соответствии с длиной правила. Производственное правило, включающее большое количество входных переменных, получает ранг $1/1$, далее $1/2$ и т.д.

Фрагмент разработанных смешанных производственных правил с рассчитанным параметром достоверности представлен ниже:

Rule₁: ЕСЛИ $U_A = \langle \text{нормальное} \rangle$ $U_B = \langle \text{нормальное} \rangle$ и $U_C = \langle \text{высокое} \rangle$ И «коэффициентом несимметрии напряжений по обратной последовательности» = $\langle \text{превышен} \rangle$ И «сопротивлением статорной обмотки» = $\langle \text{высокое} \rangle$ И асинхронные двигатели $\langle \text{присутствуют} \rangle$ И «асинхронные двигатели с частотным преобразователем» $\langle \text{отсутствуют} \rangle$ И «температура двигателя» $\langle \text{высокая} \rangle$ ТО мероприятие = $\langle 2 \text{ вариант} \rangle$ (1).

Rule₂: ЕСЛИ $U_A = \langle \text{нормальное} \rangle$ $U_B = \langle \text{низкое} \rangle$ и $U_C = \langle \text{нормальное} \rangle$ И «коэффициентом несимметрии напряжений по обратной последовательности» = $\langle \text{нормальное} \rangle$ И «сопротивлением статорной обмотки» = $\langle \text{нормальное} \rangle$ И асинхронные двигатели $\langle \text{присутствуют} \rangle$ И «асинхронные двигатели с частотным преобразователем» $\langle \text{отсутствуют} \rangle$ И «температура двигателя» $\langle \text{повышенная} \rangle$ ТО мероприятие = $\langle 1 \text{ вариант} \rangle$ (0,3).

Rule₃: ЕСЛИ $U_A = \langle \text{высокое} \rangle$ $U_B = \langle \text{нормальное} \rangle$ и $U_C = \langle \text{низкое} \rangle$ И «коэффициентом несимметрии напряжений по обратной последовательности» = $\langle \text{превышен} \rangle$ И «сопротивлением статорной обмотки» = $\langle \text{нормальное} \rangle$ И асинхронные двигатели $\langle \text{присутствуют} \rangle$ И «асинхронные двигатели с частотным преобразователем» $\langle \text{отсутствуют} \rangle$ И «температура двигателя» $\langle \text{повышенная} \rangle$ ТО мероприятие = $\langle 3 \text{ вариант} \rangle$ (0,5).

Результаты показали, что $Rule_1 > Rule_3 > Rule_2$, т.е. был выбран второй вариант мероприятий, который необходимо реализовать в первую очередь по предотвращению неисправностей оборудования. Под вторым вариантом рассматриваются следующие мероприятия: на работающем электродвигателе провести измерения токов по фазам A, B, C ; на отключенном от питания электродвигателе: провести измерения сопротивления изоляции по каждой фазе и сопротивления каждой фазы.

В табл. 3 приведены результаты сопоставления, полученных с использованием методов, принятых на предприятии и разработанного единого комплекса.

Таблица 3

Результаты сопоставления

№	Наименование фактора	Методы, принятые на предприятии	Единый комплекс
1	Время, затраченное на принятие решений относительно технического состояния ЭО (день)	10	4
2	Количество исполнителей, участвующих при принятии решений относительно технического состояния ЭО (чел.)	7	4
3	Количество мероприятий, направленных на устранение неисправностей	8	3

Представленный единый комплекс с последовательным применением рассмотренных методов позволяет оперативному персоналу получить мероприятия по поиску и устранению неисправностей ЭО.

Заключение. В настоящей работе предложен системный подход к оцениванию технического состояния ЭО в условиях неточной и нечеткой информации, позволяющий рассматривать данный процесс как целостную и открытую систему. Это позволяет выделять основные подпроцессы оценивания технического состояния оборудования, создающие целостность для лица, принимающего решения; находить эффективные диагностические решения возникающих проблем, управлять возникшими изменениями во внешней и внутренней среде.

Предложена структура единого комплекса оценивания ЭО для интеллектуальных диагностических систем, устанавливающая последовательность решаемых задач и применяемых для них моделей, интеллектуальных методов, подходов. Данный комплекс позволяет предотвратить преждевременный выход ЭО из строя, повысить информативность ситуаций принятия решений и достоверность заключений о техническом состоянии оборудования в условиях неполной и нечеткой информации.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Plotnikova I., Sheveleva E., Narimanov R.* Application of the system for electrical equipment diagnostics and its analysis // *Recent Developments in the Field of Non-Destructive Testing, Safety and Materials Science.* – 2023. – P. 111-119.
2. *Пархоменко П.П., Сагомоян Е.С. и др.* Основы технической диагностики. – М.: Энергия, 1976. – 319 с.
3. *Русан В.И., Шварц К.Ю.* Диагностика электрооборудования – учебно-методический комплекс. – Минск: Белорусский национальный технический университет, 2021. – 296 с.
4. *Исмаилов А.У.* Современные методы диагностики и мониторинга состояния электрооборудования для повышения надежности электроэнергетических систем // *Уральский научный вестник.* – 2023. – Т. 9, № 8. – С. 114-117.
5. *Ivanov G., Spasova A., Mateev V., Marinova I.* Applied complex diagnostics and monitoring of special power transformers // *Energies.* – 2023. – P. 1-24.
6. *Yakovlev D.* An intelligent multi-sensor system for identification and assessment of the technical condition of electrical equipment using WI-FI // *Power engineering: economics, technique, ecology.* – 2023. – <https://www.researchgate.net/publication/375729870>.
7. *Мурзинов В.Л., Мурзинов Ю.В., Мурзинов П.В., Кочерженко Д.В.* Contactless diagnostics of working automated process equipment // *Вестник Воронежского государственного технического университета.* – 2023. – P. 23-27.
8. ГОСТ 33073-2014. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Контроль и мониторинг качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2014. – 81 с.
9. ПУЭ. Правила устройства электроустановок. – 7 изд. Министерство энергетики Российской Федерации, приказ от 8 июля 2002 г. № 204. – М., 2003. – 692 с.
10. *Xu Y., Wei Z., Li Z.* Neural network robustness evaluation based on interval analysis // *Neural Comput & Applic.* – 2023. – 35. – P. 19481-19496.
11. *Wang Z., Xu Y., Han L., Zhu T., Sun L.* Multivariate long-term traffic forecasting with graph convolutional network and historical attention mechanism // *Knowledge Science, Engineering and Management. Lecture Notes in Computer Science.* – 2023. – Vol. 14120. – P. 112-123.
12. *Kolodenkova A., Vereshchagina S.* Development of a unified diagnostic complex of electrical equipment for intelligent systems // *Proceedings - 2023 International Russian Automation Conference.* – 2023. – P. 209-213.
13. *Pyankov O.V., Terentyev A.A.* Checking the adequacy of the expert estimates processing algorithm using slice-matrices // *Journal of Computational and Engineering Mathematics.* – 2021. – Vol. 8, No. 2. – P. 56-63.

14. Дулкарнаев М.Р., Малявко Е.А., Горбоконенко О.А., Сапрыкина К.М., Семенова Е.Е., Васечкин Д.А., Урванцев С.И. Комплексирование результатов динамического маркерного мониторинга, метода ранговой корреляции и гибридных цифровых моделей для оценки влияния скважин // Бурение и нефть. – 2021. – № 10. – С. 32-37.
15. Kolodenkova A., Vereshchagina S. Selection of basic parameters for the diagnosis of industrial electrical equipment using computer technology // International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing. – 2022. – P. 982-986.
16. Kolodenkova A., Vereshchagina S. Method for selecting diagnostic parameters using information technologies under a set of various types of information // International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing. – 2023. – P. 916-920.
17. Колоденкова А.Е., Верещачина С.С. Подход к проверке базы знаний интеллектуальных систем диагностирования промышленного оборудования // Вестник Ростовского государственного университета путей сообщения. – 2023. – № 3 (91). – С. 18-27.
18. Kolodenkova A.E., Vereshchagina S.S., Dobrova V.V., Muntyan E.R., Olgeizer I.A. Mapping out the measures to prevent the failure of electrical equipment // Proceedings of the Sixth International Scientific Conference "Intelligent Information Technologies for Industry". – 2022. – P. 437-443.
19. Валуллин К.Р., Тушев С.И. Алгоритм пересчета температуры асинхронного двигателя на основе эквивалентной тепловой схемы // Энергетические системы. – 2022. – № 2. – С. 42-48.
20. Фёдоров М.М., Алексеев Е.Р. Методы расчета теплового состояния асинхронных двигателей при изменении напряжения сети // Известия ТРТУ. 2002. – № 2 (25). – С. 60-64.

REFERENCES

1. Plotnikova I., Sheveleva E., Narimanov R. Application of the system for electrical equipment diagnostics and its analysis, *Recent Developments in the Field of Non-Destructive Testing, Safety and Materials Science*, 2023, pp. 111-119.
2. Parkhomenko P.P., Sagomonyan E.S. i dr. *Osnovy tekhnicheskoy diagnostiki* [Fundamentals of technical diagnostics]. Moscow: Energiya, 1976, 319 p.
3. Rusan V.I., Shvarts K.Yu. Diagnostika elektrooborudovaniya – uchebno-metodicheskiy kompleks [Diagnostics of electrical equipment - educational and methodological complex]. Minsk: Belorusskiy natsional'nyy tekhnicheskii universitet, 2021, 296 p.
4. Ismailov A.U. Sovremennyye metody diagnostiki i monitoringa sostoyaniya elektrooborudovaniya dlya povysheniya nadezhnosti elektroenergeticheskikh sistem [Modern methods of diagnostics and monitoring of the condition of electrical equipment to improve the reliability of electrical power systems], *Ural'skiy nauchnyy vestnik* [Ural Scientific Bulletin], 2023, Vol. 9, No. 8, pp. 114-117.
5. Ivanov G., Spasova A., Mateev V., Marinova I. Applied complex diagnostics and monitoring of special power transformers, *Energies*, 2023, pp. 1-24.
6. Yakovlev D. An intelligent multi-sensor system for identification and assessment of the technical condition of electrical equipment using WI-FI, *Power engineering: economics, technique, ecology*, 2023. Available at: <https://www.researchgate.net/publication/375729870>.
7. Murzinov V.L., Murzinov Yu.V., Murzinov P.V., Kocherzhenko D.V. Contactless diagnostics of working automated process equipment [Contactless diagnostics of working automated process equipment], *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta* [Bulletin of the Voronezh State Technical University], 2023, pp. 23-27.
8. GOST 33073-2014. Elektricheskaya energiya. Sovmestimost' tekhnicheskikh sredstv elektromagnitnaya. Kontrol' i monitoring kachestva elektricheskoy energii v sistemakh elektrosnabzheniya obshchego naznacheniya [Electric Energy. Electromagnetic compatibility of technical equipment. Control and monitoring of the quality of electrical energy in general purpose power supply systems]. Moscow: Standartinform, 2014, 81 p.
9. PUE. Pravila ustroystva elektroustanovok [PUE. Rules for electrical installations]. 7th ed. Ministry of Energy of the Russian Federation, order dated July 8, 2002, No. 204. Moscow, 2003, 692 p.
10. Xu Y., Wei Z., Li Z. Neural network robustness evaluation based on interval analysis, *Neural Comput & Applic*, 2023, 35, pp. 19481-19496.

11. Wang Z., Xu Y., Han L., Zhu T., Sun L. Multivariate long-term traffic forecasting with graph convolutional network and historical attention mechanism, *Knowledge Science, Engineering and Management. Lecture Notes in Computer Science*, 2023, Vol. 14120, pp. 112-123.
12. Kolodenkova A., Vereshchagina S. Development of a unified diagnostic complex of electrical equipment for intelligent systems, *Proceedings - 2023 International Russian Automation Conference*, 2023, pp. 209-213.
13. Pyankov O.V., Terentyev A.A. Checking the adequacy of the expert estimates processing algorithm using slice-matrices, *Journal of Computational and Engineering Mathematics*, 2021, Vol. 8, No. 2, pp. 56-63.
14. Dulkarnaev M.R., Malyavko E.A., Gorbokonenko O.A., Saprykina K.M., Semenova E.E., Vasechkin D.A., Urvantsev S.I. Kompleksirovanie rezultatov dinamicheskogo markernogo monitoringa, metoda rangovoy korrelyatsii i gibridnykh tsifrovyykh modeley dlya otsenki vliyaniya skvazhin [Integrating the results of dynamic marker monitoring, the rank correlation method and hybrid digital models for assessing the impact of wells], *Burenie i nefi'* [Drilling and Oil.], 2021, No. 10, pp. 32-37.
15. Kolodenkova A., Vereshchagina S. Selection of basic parameters for the diagnosis of industrial electrical equipment using computer technology, *International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing*, 2022, pp. 982-986.
16. Kolodenkova A., Vereshchagina S. Method for selecting diagnostic parameters using information technologies under a set of various types of information, *International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing*, 2023, pp. 916-920.
17. Kolodenkova A.E., Vereshchagina S.S. Podkhod k proverke bazy znaniy intellektual'nykh sistem diagnostirovaniya promyshlennogo oborudovaniya [An approach to checking the knowledge base of intelligent systems for diagnosing industrial equipment], *Vestnik Rostovskogo gosudarstvennogo universiteta putey soobshcheniya* [Bulletin of the Rostov State University of Transport], 2023, No. 3 (91), pp. 18-27.
18. Kolodenkova A.E., Vereshchagina S.S., Dobrova V.V., Muntyan E.R., Olgeizer I.A. Mapping out the measures to prevent the failure of electrical equipment, *Proceedings of the Sixth International Scientific Conference "Intelligent Information Technologies for Industry"*, 2022, pp. 437-443.
19. Valiullin K.R., Tushev S.I. Algoritm perescheta temperatury asinkhronnogo dvigatelya na osnove ekvivalentnoy teplovoy skhemy [Algorithm for recalculating the temperature of an asynchronous motor based on an equivalent thermal circuit], *Energeticheskie sistemy* [Energy systems], 2022, No. 2, pp. 42-48.
20. Fedorov M.M., Alekseev E.R. Metody rascheta teplovogo sostoyaniya asinkhronnykh dvigateley pri izmenenii napryazheniya seti [Methods for calculating the thermal state of asynchronous motors when the network voltage changes], *Izvestiya TRTU* [Izvestiya TSURE], 200, No. 2 (25), pp. 60-64.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор В.В. Курейчик.

Верещагина Светлана Сергеевна – Самарский государственный технический университет; e-mail: werechaginass@mail.ru; г. Самара, Россия; кафедра информационных технологий; к.т.н.; доцент.

Vereshchagina Svetlana Sergeevna – Samara State Technical University; e-mail: werechaginass@mail.ru; Samara, Russia; the department of information technology; cand. of eng. sc.; associate professor.

Н.К. Полуянович, М.Н. Дубяго

**ОЦЕНКА ДЕСТРУКЦИИ ПОЛИМЕРНОГО ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННОГО
МАТЕРИАЛА ИЗ-ЗА ЧАСТИЧНЫХ РАЗРЯДОВ
И РАДИКАЛЬНО-ЦЕПНЫХ МЕХАНИЗМОВ РАЗРУШЕНИЯ**

Статья посвящена разработке метода неразрушающего контроля изоляционного материала кабельных систем. Исследована деструкция полимерного материала, вызванная радикально-цепным механизмом разрушения. Приведен механизм деструкции полиэтилена, обусловленный электронной и ионной бомбардировкой, при действии частичных разрядов (ЧР). Показано образование поперечных связей, связанное с активацией двойных связей при передаче энергии электронного возбуждения от полиэтиленовой цепи. При воздействии ЧР количество двойных связей трансвиниленового типа с увеличением дозы поглощенной энергии достигает насыщения. Система диагностики по ЧР с использованием комплекса характеристик включений ЧР (S_B , $q_{ЧР}$, h_B) количеством выделяемого тепла (Q) и напряжении зажигания (U_B), получаемых разработанным программным обеспечением, является эффективной как для оценки текущего состояния изоляции, так и для прогнозирования ее остаточного ресурса. Обнаруженные источники ЧР свидетельствуют о наличии включений в изоляции кабеля. В рамках проведенного исследования построена нейросетевая (НС) модель, описывающая архитектуру кибер-физической системы (КФС) прогнозирования ресурса ЭМ кабельных электрических сетей. Синтезирован алгоритм работы адаптивной системы, подбора параметров и обучения НС с последующим прогнозированием ресурса силовой кабельной линии (СКЛ), позволяющее повысить надежность КФС за счет сокращения времени создания оптимальной конфигурации НС. Полученная НС модель может быть эффективно использована для анализа термофлуктуационных процессов, протекающих в объекте управления – СКЛ, и прогноза поведения объекта. Приведена методика диагностирования изоляционного материала (ИМ) СКЛ в условиях эксплуатации. Анализ полученных результатов показал, что измерение параметров ЧР позволяет в комплексе оценивать воздействие на электроизоляцию СКЛ различных факторов и определять степень её деградации. ЧР являются мерой степени электрического старения.

Надежность кабельных систем, деструкция полимерного электроизоляционного материала, радикально-цепной механизм разрушения, частичные разряды, диагностика, остаточный ресурс.

N.K. Poluyanovich, M.N. Dubyago

**ASSESSMENT OF DESTRUCTION OF POLYMER ELECTRICAL
INSULATING MATERIAL DUE TO PARTIAL DISCHARGES
AND RADICALCHAIN FRACTURE MECHANISMS**

The article is devoted to the development of a method of non-destructive testing of the insulating material of cable systems. The destruction of a polymer material caused by a radical chain mechanism of destruction is considered. The mechanism of destruction of polyethylene caused by electron and ion bombardment under the action of partial discharges (PD) is given. The formation of cross-links associated with the activation of double bonds during the transfer of electronic excitation energy from a polyethylene chain is shown. When exposed to CR, the number of transvinylene-type double bonds reaches saturation with an increase in the dose of absorbed energy. The PD diagnostic system using a complex of characteristics of PD inclusions (S_B , q_{CR} , h_B) by the amount of heat generated (Q) and ignition voltage (U_V) obtained by the developed software is effective both for assessing the current state of insulation and for predicting its residual resource. The detected CR sources indicate the presence of inclusions in the cable insulation. Within the framework of the conducted research, a neural network (NS) model describing the architecture of a cyber-physical system power cable lines (PCL) for predicting the resource of EM cable electrical networks was built. The algorithm of the adaptive system operation, selection of parameters and training of the NS with subsequent prediction of the PCL resource is synthesized, which makes

it possible to increase the reliability of the PCL by reducing the time to create the optimal configuration of the NS. The obtained NS model can be effectively used for the analysis of thermal fluctuation processes occurring in the control object – PCL, and the prediction of the behavior of the object. The method of diagnosis of IM CL in operating conditions is given. The analysis of the obtained results showed that the measurement of the parameters of the PD allows us to assess the impact of various factors on the electrical insulation of the CL and determine the degree of its degradation. PD is a measure of the degree of electrical aging.

Reliability of cable systems; destruction of polymer insulating material; radical chain mechanism of destruction; partial discharges; diagnostics; residual resource.

Введение. Силовые кабельные линии (далее кабельные линии (КЛ)) являются одним из основных элементов электрических сетей систем электроснабжения и во многом определяют их перспективное развитие [1, 2]. Главной задачей эксплуатационного персонала является контроль и поддержание электроизоляционных свойств изоляции на уровне, исключающем её аварийный выход из строя [2]. Успешное решение данной проблемы невозможно без представления о физических процессах и факторах, вызывающих старение изоляционных материалах (ИМ) [3, 4].

Частичные разряды в изоляции являются следствием наличия неоднородностей в структуре диэлектрика и характеристик воздействующего на неё напряжения [5]. Практика показывает, что на переменном напряжении происходит наиболее опасное развитие ЧР, приводящее к интенсивному износу изоляции в области включения с последующим пробоем всей изоляции. Это связано с тем, что ЧР вызывают повышение локальной температуры в зоне ЧР за счет выделения здесь энергии. ЧР представляют большую опасность для изоляции из-за быстрого ее разрушения в локальных зонах и последующего пробоя изоляционных промежутков. Основная опасность ЧР связана с риском их быстрого перехода до состояния пробоя и, как следствие, создание аварийной ситуации в кабельной линии. Поэтому проблема образования и развития ЧР в ИМ в условиях ее эксплуатации представляет большой интерес как для персонала, эксплуатирующего оборудование, так и для разработчиков оборудования и исследователей ИМ. Разработка методики определения параметров включений в ИМ методом ЧР является одной из задач данной работы

ЧР являются мерой степени электрического старения. Таким образом это может являться диагностическим параметром качества изоляции СКЛ. Принято считать, что ЧР являются главной причиной старения изоляции [6], особенно выполненной из органических материалов. До недавнего времени о характере ЧР можно было судить только по результатам косвенных экспериментов [10]. При расчете полимерной высоковольтной изоляции возникает ряд вопросов. ЧР снижают надежность и срок службы изоляции КЛ, поэтому для ее расчета неприменимы традиционные методы, основанные на использовании данных о кратковременной электрической прочности диэлектриков [12]. При выборе диэлектриков для высоковольтной полимерной изоляции необходимы сведения об их сравнительной устойчивости к ЧР, оценка деструкции полимерного электроизоляционного материала СКЛ, вызванной ЧР и радикально-цепным механизмом разрушения полимерных материалов. Необходимы исследования ЧР и их разрушающего действия, закономерностей разрушения диэлектрических материалов при воздействии ЧР, возможностей прогнозирования срока службы изоляционного материала КЛ, способов повышения срока службы полимерной изоляции в условиях воздействия ЧР.

Таким образом целью работы является разработка методики диагностирования остаточного ресурса электроизоляции КЛ, основанная на контроле параметров и технического состояния. Предметом исследования являются изоляционные материалы кабельных электрических сетей, определяющих режимные параметры и пропускную способность систем передачи и распределения электроэнергии.

Виды дефектов в СКЛ. Для оценки степени деструкции электроизоляционного материала выделяют следующие виды дефектов: дефекты, вызванные ошибками проектирования; ухудшение свойств изоляции в результате недопустимого перегрева токами нагрузки из-за ошибочно заниженного сечения, жил кабеля; повреждения в аварийных режимах из-за неправильного выбора защитной аппаратуры и т.п. К заводским дефектам, возникающим при производстве кабелей относятся трещины или сквозные отверстия в оболочке; заусенцы на проволоках токопроводящих жил и т.п. К дефектам прокладки кабеля относятся крутые изгибы кабеля на углах поворота трассы; механические повреждения (изломы, вмятины, порезы, перекрутка кабеля); несоблюдение допустимых расстояний до объектов которые могут негативно влиять на кабели (теплотрасса, рельсовые пути электрифицированного транспорта) и т.п. К дефектам монтажа муфт относятся повреждение или загрязнение изоляции кабеля при монтаже; неполная заливка муфты мастикой; плохая опрессовка соединительных гильз и т.п.

Наличие включений в линии не препятствует работе, но имеет тенденцию к ухудшению ее технического состояния. Завершающей стадией развития включения является процесс выхода линии из строя, т.е. пробой. Время развития включения до пробоя изоляции может составлять от нескольких месяцев до нескольких лет.

Поэтому задача диагностики технического состояния изоляционного материала КЛ состоит в определении степени развития включения, ее опасности и остаточном ресурсе.

Характеристики и методы регистрации ЧР. В КЛ напряжением до 35 кВ к преобладающим причинам понижения электрической прочности ИМ являются повышенная температура [1] и ЧР [2] (микроразряды возникающих в местах неоднородности в ИМ). Исследованиями в области диагностики изоляции и, в частности, исследованием ЧР занимались: Кучинский Г.С. [7], Сухогузов А.П., Архангельский К.С., Вдовико В.П. [8], Федосов Е.М. [9], Овсянников А.Г., Быкодоров В.Ф., Платонов В.В., Усачев А.Е., Исмагилова Ф.Р., Таджибаев А.И., Канискин В.А., Максудова Д.В. [10], Whitehead S., Ван Брант Р. [11].

Характеристики ЧР зависят от приложенного напряжения, температуры кабеля, местоположения, размера включений в ИМ, а также изменяются с течением времени. Повреждения, связанные с ЧР, зависят от различных факторов и могут изменяться в диапазоне от «незначительны» до «опасных», влекущих к отказам в ближайшие сроки и до нескольких лет [1–3].

Эффективность методов регистрации ЧР при диагностике ЭИ кабельных линий в условиях их эксплуатации определяется их высокой чувствительностью к изменениям в структуре изоляционного материала СКЛ и позволяет:

- ◆ выявить места и участки с явно выраженными включениями в изоляционном материале СКЛ еще на ранних стадиях развития ЧР;
- ◆ значительно повысить достоверность диагностики изоляции кабелей [3];
- ◆ произвести оценку характеристик и процесса развития ЧР во включениях [2];
- ◆ определить не только интегральные свойства характеристик ЧР, множества разрядов, но и свойства единичных разрядов [2];
- ◆ своевременно отобразить явления ЧР в ИМ [1, 3];
- ◆ получить информацию об изменениях электрических свойств каждого участка изоляции КЛ, не доведенные еще до пробоя или ошибках монтажа. Внешним проявлением процессов развития ЧР является нагрев изоляции [12–14]. Актуальным является вопрос анализа динамики изменения характеристик ЧР во времени, позволяющий оценить состояние и остаточный ресурс изоляции [10].

Таким образом, к недостаткам существующих методов измерения характеристик ЧР можно отнести невозможность:

- ◆ определить размер включения [1];
- ◆ учесть термофлуктуационные процессы, вызываемые ЧР [1].

Возникновение каждого единичного ЧР приводит к выделению в ИМ энергии $W_{\text{чр}}$, которая частично затрачивается на разогрев испытуемого объекта и на разрушение ИМ [2, 5].

Под действием частичных разрядов (ЧР) могут происходить следующие процессы:

- 1) образование газообразных продуктов ионизации - озона, окислов углерода, окислов азота, паров воды и др.;
- 2) химическое разрушение диэлектрика под действием продуктов ионизации, сопровождаемое разрывом химических связей, образованием свободных радикалов, появлением поперечных связей (сшиванием) между макромолекулами, образованием новых групп (карбокисильные, эфирные) в составе макромолекул полимера, а также углерода и др. Эти изменения прослеживаются с помощью ИК-спектроскопии;
- 3) непосредственное воздействие на диэлектрик бомбардировки ионами и электронами, действие излучения, образуемыми при ЧР;
- 4) повышение локальной напряженности электрического поля и температуры, возникающие в зоне ЧР;
- 5) эрозия диэлектрика, ведущая к уменьшению его веса и толщины. Указанные факторы вызывают изменение свойств диэлектрика, определяют механизм его старения и приводят к снижению напряжения начала ионизации. Роль тех или иных факторов может быть различной в каждом конкретном случае в зависимости от вида диэлектрика и условий испытаний.

Разрушающее действие ЧР на диэлектрические материалы обуславливается следующими факторами [2, 6]:

- ◆ воздействием излучения, возникающего в процессе развития ЧР;
- ◆ воздействием химически активных продуктов (озон, окислы азота и др.), образующихся в воздухе (газах) во включении при наличии ЧР;
- ◆ развитием древовидных побегов (дендритов);
- ◆ воздействием потенциалов (сотни вольт), возникающих в результате внедрения в полимерные материалы зарядов при действии ЧР на тончайшие слои материала у поверхности включения;
- ◆ тепловым воздействием;

Столь большой разницей в оценке разрушающего действия ЧР связан с тем, что обычно основываются на изменениях, которые наблюдаются в диэлектриках в результате такого воздействия, практически игнорируя при этом сам воздействующий фактор.

Одними из основных факторов, воздействующих на ИМ в процессе ее эксплуатации, являются тепловые [1], под влиянием которых происходит деструкция изоляции – необратимое ухудшение ее электроизоляционных свойств.

Диагностика СКЛ по частичным разрядам. Эффективным, неразрушающим методом диагностирования электротехнического оборудования под рабочим напряжением является метод диагностики по частичным разрядам (ЧР), позволяющий выявлять быстроразвивающиеся локальные дефекты [5]. Метод основан на локализации ЧР в проблемных местах кабельной линии по фазам СКЛ. Таким образом, на основании полученных формул составлена математическая модель развития ЧР [1] и формирования теплового пробоя:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{\text{чр}} = \frac{U_{\text{в.пр}} \varepsilon_{\text{п}} h}{\delta K_{\text{н}} \varepsilon_{\text{в}} \sqrt{2}}; \\ U_{\text{в}} = U \varepsilon_{\text{п}} \cdot h_{\text{в}} / h; \\ q_{\text{чр}} = q / \left(1 + \frac{\varepsilon_{\text{в}}}{\varepsilon_{\text{п}}} \left(1 - \frac{h_{\text{в}}}{h} \right) \right); \\ W_{\text{чр}} = q_{\text{чр}} U_{\text{чр}} (1 + \eta) / \sqrt{2}; \\ Q_{\text{oi}} = \Delta U_{i,\text{раб}}^2 \omega C_i t g \delta_i / l_i. \end{array} \right. \quad (1)$$

Критериями оценки работоспособности высоковольтных кабелей по данному методу являются: напряжение возникновения ЧР $U_{\text{в}}$; уровень ЧР q ; коэффициент старения $P_{\text{ст}}$; коэффициент нелинейности Q_{s} , а также частота ЧР и их интенсивность [1].

Сущность реализации метода основана на подаче высокого напряжения в СКЛ и инициировании в ней на несколько долей секунд переменного затухающего напряжения (ДАС), под действием которого на участках с включениями СКЛ возгораются ЧР. По известной или измеренной длине СКЛ и, руководствуясь определённой скоростью распространения электромагнитного импульса, методом рефлектометрии определяется локальное место сосредоточения ЧР. Приборы CDS предназначены для оценки степени старения и остаточного ресурса эксплуатации линий методом возвратного напряжения и тока релаксации. Диагностики методом измерения характеристик ЧР является карта распределения ЧР, на которой определяется наличие или отсутствие скрытых включений по всей длине кабельной системы. Иначе говоря, метод измерения характеристик ЧР позволяет ранжировать линии по критериям состояния: «хорошая», «плохая» или «критичная». На основании измерений и проведенных исследований разработана «Методика оценки технического состояния СКЛ по результатам диагностического обследования шадящими и неразрушающими методами» [1] с определёнными критериями оценки. Падение напряжения на воздушном включении толщиной $h_{\text{в}} \ll h$ (толщина изоляции) составляет [8]:

$$U_{\text{в}} = U_{\text{м}} \frac{\varepsilon h_{\text{в}}}{h + (\varepsilon - 1) h_{\text{в}}}. \quad (2)$$

Если падение напряжения на включении достигнет пробивного напряжения воздуха $U_{\text{в.пр.}} (h_{\text{в}})$ в соответствии с эмпирическим законом Пашена, то воздушное включение пробьется. Между кажущимся зарядом ЧР во включении и его разрядной площадью получена функциональная связь, выраженная через размеры включения:

$$q_{\text{чр}} = U_{\text{в.пр.}} \frac{\varepsilon \varepsilon_0 S_{\text{в}}}{h - h_{\text{в}}}. \quad (3)$$

В практике наиболее часто встречаются включения размером 0,05–1 мм. Результаты экспериментов [10] свидетельствуют о лавинном характере развития ЧР. На основании (3) амплитуда кажущегося заряда $q_{\text{чр}}$ дает возможность определить разрядную площадь ЧР, а напряжение зажигания $U_{\text{в}}$ (2) – толщину включений. Таким образом, все геометрические характеристики включений становятся известными.

Газовые включения в твердой изоляции могут иметь разнообразную форму: цилиндрических пор, эллипсоидов, щелей и т.д. Если принять, что включение в форме эллипса, то выражение (3) можно записать в виде

$$q_{\text{ЧР}} = \frac{2U_{\text{в.пр.}} \varepsilon \varepsilon_0 \pi b^2}{h - 2b}, \quad (4)$$

где a, b – геометрические параметры эллипса.

Тогда для нахождения размера включения решается квадратное уравнение

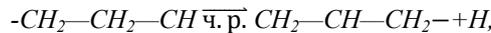
$$2U_{\text{в.пр.}} \varepsilon \varepsilon_0 \pi b^2 + 2bq_{\text{ЧР}} - q_{\text{ЧР}}h = 0. \quad (5)$$

С помощью данных критериев оценки состояния СКЛ (напряжения возникновения ЧР, уровня ЧР, коэффициента старения; коэффициента нелинейности) стало возможным быстро и детально определять и достаточно точно прогнозировать, в период какого времени в скрытых включениях произойдет пробой. Таким образом, все геометрические параметры включений становятся известными.

Частичные разряды вызывают разрушения полимерных диэлектриков. Разрушение вызвано рядом факторов, к которым, в частности, относятся тепловое воздействие и воздействие химически активных продуктов, образующихся в воздухе (газах) во включении при наличии ЧР. Исследованию относительной устойчивости к ЧР различных диэлектрических материалов в последние годы уделяется серьезное внимание [6]. Особенности разрушающие действия ЧР заключаются в разогреве изоляционного диэлектрика СКЛ вследствие бомбардировки электронами и ионами, а также вследствие контакта газа с нагретым примерно до 1000 К разрядным каналом. Глубина прогрева (радиус объема прогретого диэлектрического материала) $r = 2\sqrt{Dt}$, где $D = \kappa/\rho c$ – коэффициент температурой проводности; κ – теплопроводность; c – удельная теплоемкость. Для полиэтилена с параметрами $\rho = 920 \text{ кг/м}^3$, $\kappa = 3,35 \cdot 10^{-2} \text{ Вт/(м} \cdot \text{К)}$, $c = 2,3 \text{ Дж/(кг} \cdot \text{К)}$. Такой разогрев может привести к терморазложению полимера. Температура разогрева за время $t=0,1 \text{ нс}$ составляет $1-2^\circ\text{C}$ в объеме радиусом $(60-80) \cdot 10^{-10} \text{ м}$. Давление в канале разряда составляет $100 \dots 1000 \text{ кПа}$, что приводит к возникновению ударной волны, и может способствовать эрозии в результате воздействия ЧР [10]. В процессе разряда образуются также активные продукты, которые вызывают химическую деструкцию полимера. Рассмотрим некоторые механизмы структурных изменений.

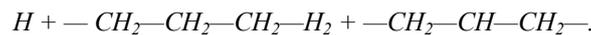
Радикально-цепной механизм разрушения. Механизм деструкции полиэтилена, обусловленный электронной и ионной бомбардировкой, при действии ЧР представим следующими реакциями и процессами.

При сшивании полиэтилена образуются свободные радикалы типа $-\text{CH}_2-\dot{\text{C}}\text{H}-\text{CH}_2-$ и атома водорода в результате разрыва связи углерод – водород при бомбардировке полиэтилена электронами и ионами ЧР:

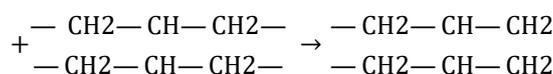


где буквы ч.р. обозначают воздействие ЧР.

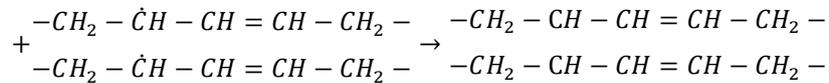
Атом водорода отрывает другой атом у соседней цепи, оставляя новый свободный радикал в положении, благоприятном для реакции с первым свободным радикалом, и образуя молекулярный водород:



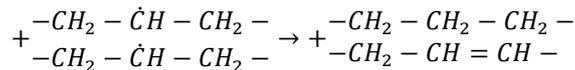
Скорость выделения водорода характеризует разложение диэлектрического материала при воздействии ЧР. Появившиеся свободные радикалы взаимодействуют и образуют связи между цепями:



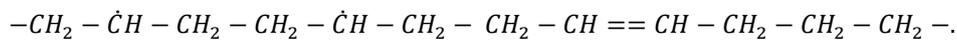
При образовании радикалов типа $-\text{CH}_2-\dot{\text{C}}\text{H}-\text{CH}=\text{CH}-\text{CH}_2-$ сшивание можно представить по схеме [8]



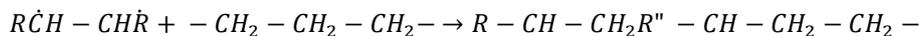
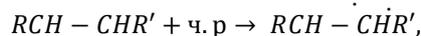
Образование двойных связей трансвинилового типа в полиэтилена (ПЭ) при действии ЧР объясняется как результат взаимодействия двух радикальных центров в соседних полимерных цепях, что сопровождается переносом атома водорода [8]



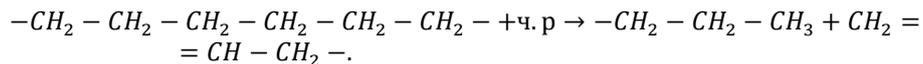
и миграции свободной валентности вдоль цепи до встречи с другой свободной валентностью [16]:



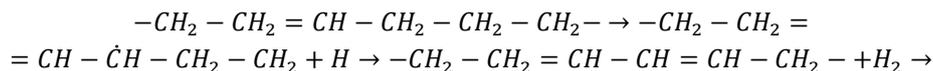
При воздействии ЧР количество двойных связей трансвинилового типа с увеличением дозы поглощенной энергии достигает насыщения. При определенной концентрации этих связей начинается их распад. Это явление, возникающее в результате активации двойных связей при передаче энергии электронного возбуждения от полиэтиленовой цепи, связывают с образованием поперечных связей [8]:



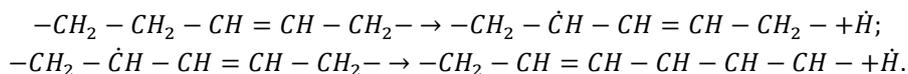
Одновременно с процессом сшивания протекает и процесс деструкции, который сводится к разрыву химической связи в главной цепи ПЭ, в частности, под действием ионизирующего излучения. Разрыв связей между атомами углерода в главной цепи ПЭ с образованием двух осколков цепи [17]



При воздействии ЧР на ПЭ в воздухе происходит также изменение соотношения групп CH_3/CH_2 , что является результатом разрыва цепи. При дальнейшей бомбардировке электронами и ионами ЧР последующим этапом является образование сопряженных двойных связей в результате отрыва одного атома водорода от соседней с уже образовавшейся двойной связью метиленовой группы или двух атомов водорода от двух соседних метиленовых групп с образованием аллильного радикала или двух сопряженных двойных связей [17]. Образование второй сопряженной связи возможно также после появления аллильного радикала [17]:



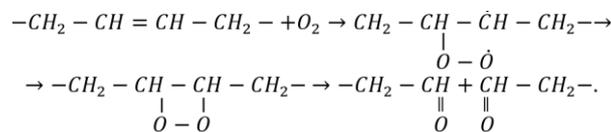
или



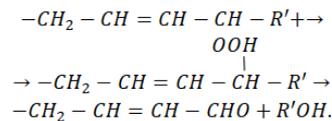
Примерно половина всего выделяющегося водорода образуется при возникновении углерод-углеродных двойных связей [17]. Кроме того, увеличение интенсивности поглощения полосы 1640 см^{-1} свидетельствует о разрыве цепей ПЭ [18], а при разрыве главной цепи должны образовываться сопряженные двойные связи винильного типа [18, 19]. Наличие насыщения в изменении интенсивности поглощения полосы 1640 см^{-1} как при воздействии ЧР в воздухе указывает на возможность не только увеличения количества сопряженных двойных связей с ростом дозы поглощенной энергии, но и их разрушения при достижении определенной концентрации.

Возрастание ненасыщенности главной цепи полиэтилена при воздействии ЧР в воздухе способствует дальнейшему повышению скорости его окисления [20, 21]. При облучении ПЭ в кислородсодержащей среде свободные радикалы, возникающие в полимере, реагируют с кислородом, образуя различные продукты окисления. При этом окисление в процессе облучения является в основном поверхностным эффектом [16].

Окисление ПЭ по месту двойной связи, вызванное ЧР, с образованием карбонильных групп и разрывом цепи, протекает по схеме [17]

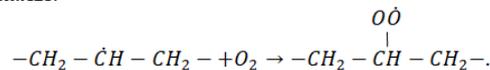


Окисление полимеров рассматривается так же, как процесс, протекающий с разрывом цепи у метиленовых групп (в основном) в альфа-положении к двойным связям [20]. Метиленовая группа, соседняя с двойной связью, более чувствительна к окислению, и этот процесс происходит следующим образом [20]:

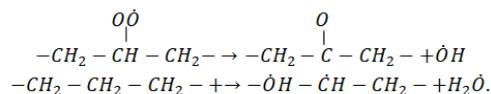


Однако не наблюдается увеличения интегральной интенсивности поглощения в области $3350\text{--}3450\text{ см}^{-1}$ (группы OH) при воздействии на ПЭ ЧР в среде воздуха в течение 40-45 ч. Таким образом, при гамма-облучении полиэтилена на воздухе происходит образование структур, содержащих группы OH, количество которых увеличивается с увеличением дозы облучения.

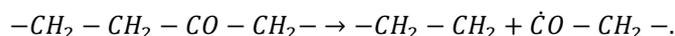
При дальнейшем росте времени воздействия ЧР интенсивность увеличивается, достигая насыщения, так как одновременно с образованием в поверхностном слое ПЭ структур, содержащих группы OH, происходит их разрушение бомбардирующими электронами и ионами ЧР. Принимая во внимание, что окисление полимеров происходит по радикально-цепному механизму, рассмотрим механизм окислительной деструкции ПЭ при воздействии ЧР в окислительной среде. Свободные радикалы, образовавшиеся при этом, вступают в реакцию с кислородом, образуя пероксирадикалы:



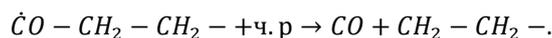
Последующие реакции с участием свободных радикалов, обуславливающие образование карбонильных групп, разрыв основных цепей полиэтилена, выделение H_2O , CO и CO_2 , которые могут проходить двумя различными путями, представим одну из них схемой [17]



После этого реакция продолжается. Наличие карбонильных групп в главной цепи полиэтилена обуславливает ослабление межуглеродных связей и последующее дробление цепи [13, 15]:



Распад карбонильных групп, по-видимому, инициируется ЧР и происходит следующим образом:



Этим процессом, наряду с механическим разрушением окисленных структур на поверхности ПЭ бомбардирующими электронами и ионами ЧР, обуславливается наличие насыщения в зависимости интенсивности поглощения полосы 1720 см^{-1} в инфракрасном спектре ПЭ от времени воздействия ЧР.

Для выяснения закономерностей изменения свойств и характеристик диэлектрических материалов при воздействии ЧР можно использовать метод инфракрасной (ИК) спектроскопии, как один из наиболее информативных. При этом контроль изменения ИК спектров проводится по интегральной интенсивности полос поглощения $A_{\text{и}}$. При исследованиях по этому методу интенсивность ЧР, т. е. плотность среднего тока j , в твердом диэлектрическом слое $E_{\text{д}}$ изменялись в широких пределах [15].

На рис. 1,а приведены зависимости интенсивности ИК спектра полосы поглощения ПЭ ($A_{\text{и}}$) от плотности тока в диэлектрике (j). На рис. 1,б приведены зависимости интенсивности $A_{\text{и}}$ от времени воздействия $\tau_{\text{в}}$ ($\tau_{\text{в}} > 40 \text{ ч.}$) при $j = 0,2 \text{ мкА/мм}^2$ (штриховые линии) и $2,5 \text{ мкА/мм}^2$ (сплошные линии) полос поглощения инфракрасных спектров ПЭ 1720 (1); 890 (2); $721-731$ (5, 7); $1460-1470$ (4, 6); 1305 см^{-1} (5,5). На рис. 1,в приведены зависимости интенсивности $A_{\text{и}}$ от времени $\tau_{\text{в}}$ полосы поглощения 1720 см^{-1} инфракрасного спектра ПЭ (3), ПЭ + 1% БК СО, ПЭ + 1% ФБНА – фенил-бета-нафтиламин (2), ПЭ + 1% ФБНА, облученного дозой $0,05 \text{ МДж/кг}$ (4), ПЭ и ПЭ + 1% ФБНА, облученных дозой $0,5 \text{ МДж/кг}$ (5).

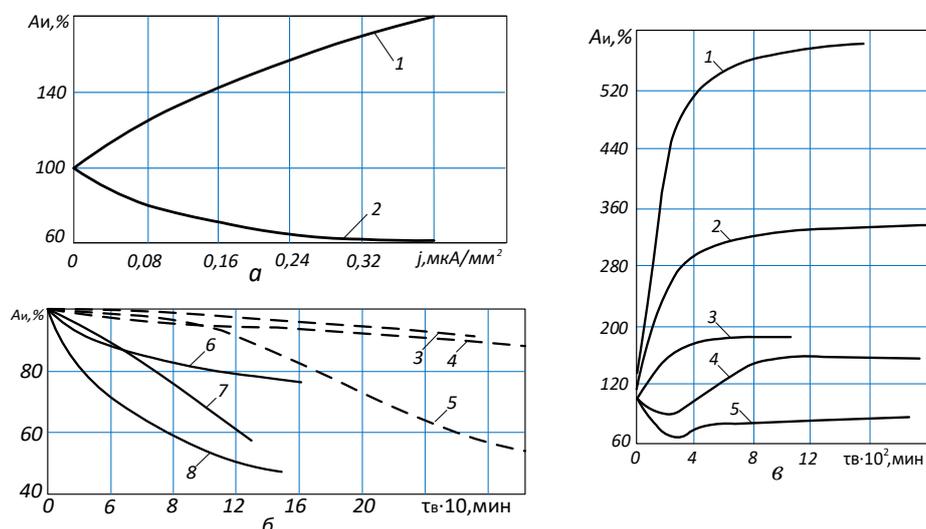


Рис. 1. Зависимости интенсивности ЧР $A_{\text{и}}$ от: а – плотности тока j ; б – от времени воздействия $\tau_{\text{в}}$; в – от времени $\tau_{\text{в}}$ полосы поглощения

Образовавшиеся радикалы вступают в реакцию с кислородом, и цепная реакция разрушения полиэтилена под действием ЧР продолжается. В результате окисления CO в плазме разряда образуется CO₂.

Таким образом, радикально-цепной механизм разрушения полимерных диэлектрических материалов при воздействии ЧР наиболее полно отражает явления и процессы разрушения, вызванные ЧР. Знание механизма разрушения позволяет наметить пути и способы предотвращения или торможения этих процессов и, тем самым пути и способы повышения срока службы изоляции СКЛ, подвергающихся воздействию ЧР.

Экспериментальные исследования. Для исследования процесса развития ЧР, а следовательно, механизмов старения и электрического пробоя ИМ, необходимо определить параметры ЧР, а именно установить связь между напряжением возникновения $U_{чр}$, его максимальным значением кажущегося заряда $q_{чр}$ и высотой включения $h_{в}$.

Исследование КЛ от трансформаторной подстанции (ТП)–173 до ТП–174. Проводилось обследование аппаратурой OWTS (Oszillating Wave Teilentladungs System) по всем фазам 3-х жильной кабельной линии АСБ 3×70, протяженностью 270 метров, установленной в 1990 году от ТП–173 до ТП–174. На рис. 2 представлена карта распределения и интенсивности ЧР в изоляции исследуемой КЛ.

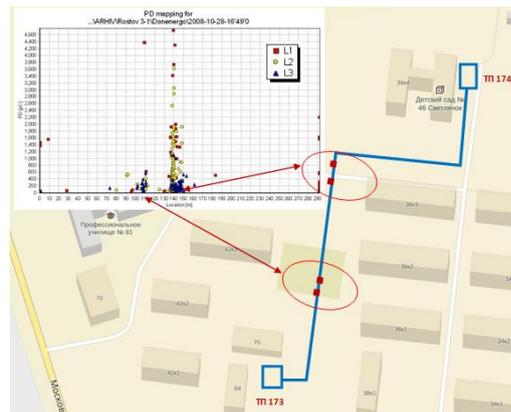


Рис. 2. Карта распределения и интенсивности ЧР в изоляции КЛ

На рис. 3 представлены результаты измеренных уровней интенсивности ЧР (OWTS M28), PDVI = 4 кВ, $q = 4730$ пКл., а также распределение ЧР в изоляции вдоль КЛ.

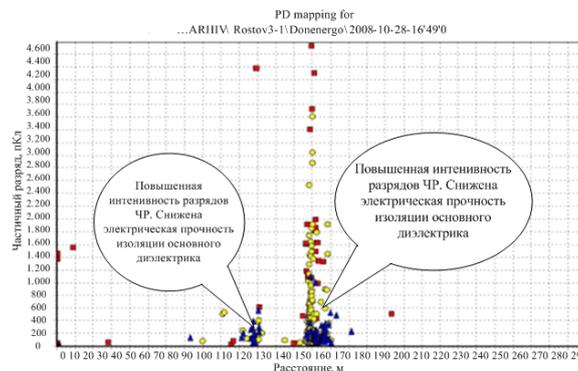


Рис. 3. Распределение и интенсивности ЧР в изоляции КЛ

Результаты проведенного обследования кабельной линии аппаратурой OWTS позволяют оценить ее техническое состояние, так как:

- ◆ на отметках 100–110м, 130–150 м по всем фазам от ТП–173 зафиксирована повышенная интенсивность ЧР;
- ◆ обнаруженные источники ЧР свидетельствуют о наличии включений в изоляции в кабельной линии;

Это может быть связано со снижением электрической прочности основного диэлектрика кабеля.

Когда место обнаружения ЧР совпадает с расположением муфт, причиной появления такого включения может быть вызвано нарушением технологии монтажа этих муфт. Рекомендуется ремонт в вышеуказанных отметках в течение 1 года с последующей диагностикой.

По результатам обследования аппаратурой CDS состояние изоляции кабеля оценивается как неудовлетворительное. Степень увлажнённости изоляции кабеля высокая (кабель «влажный»). Степень старения изоляции кабеля высокая (кабель «сильно состаренный»). Рекомендуется при техническом обслуживании ежегодные испытания повышенным напряжением.

По результатам обследования КЛ ее техническое состояние оценивается как неудовлетворительное.

Рассмотрим другой пример. Обследование 3-х жильной кабельной линии ААБ 3×120, 524,8 метра, установленной в 1983 г. от ТП–36 до ТП–6 рис. 4.

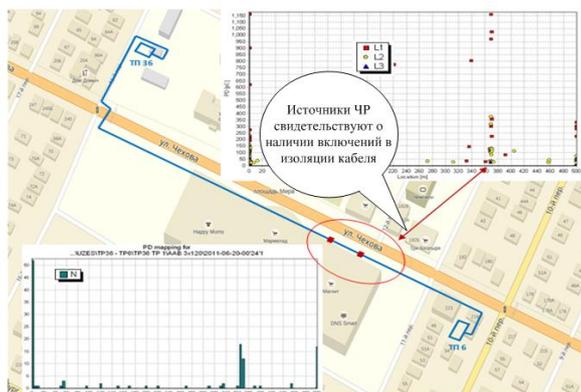


Рис. 4. Карта распределения и интенсивности ЧР в изоляции КЛ

Проведены измерение уровня ЧР системой OWTS M28, напряжение возникновения ЧР (PDVI) = 6кВ, кажущийся заряд ЧР (q) = 1162 пКл, а также измерение тока релаксации или измерение возвратного напряжения (CDS), $P = 0,214$, $Q = 1,733$. Карта распределения и интенсивности ЧР в изоляции вдоль СКЛ представлена на рис. 5.

Результаты обследования кабельной линии позволяют оценить ее техническое состояние. Для исследованной СКЛ оно оценивается как неудовлетворительное, так как:

- ◆ напряжение возникновения ЧР ниже уровня фазного напряжения, следовательно, при эксплуатации кабеля, имеющиеся в нем включения развиваются;
- ◆ при обследовании аппаратурой OWTS на отметке 370м (рис. 5) по всем фазам от ТП-36 и концевых заделках с обеих сторон зафиксирована повышенная интенсивность ЧР;
- ◆ обнаруженные источники ЧР свидетельствуют о наличии включений в изоляции кабеля.

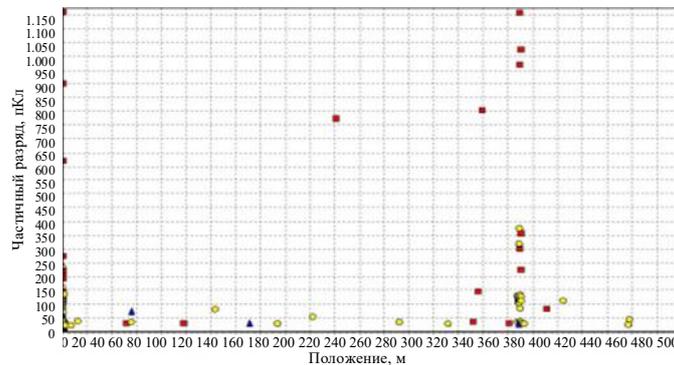


Рис. 5. Распределение интенсивностей ЧР вдоль КЛ

Это может быть связано со снижением электрической прочности основного диэлектрика кабеля, если место обнаружения ЧР совпадает с расположением муфт, причиной появления такого включения может быть вызвано нарушением технологии монтажа этих муфт. Рекомендуется ремонт в вышеуказанных отметках в течение 1 года с последующей диагностикой.

По результатам обследования аппаратурой CDS состояние изоляции кабеля оценивается как удовлетворительное. Степень старения изоляции кабеля средняя (кабель «состаренный») [1].

Заключение. Разработана методика диагностирования остаточного ресурса электроизоляции КЛ, основанная на контроле параметров и технического состояния. Предложенная методика отличается от существующих использованием напряжения, выделяемого самим ЧР. Методика увеличивает характеризованность ЧР, что позволяет в комплексе оценивать воздействие на ИМ основных разрушающих факторов и определять степень её деградации. Методика диагностики изоляции КЛ по ЧР использует комплекс характеристик включений ЧР (S_B , $q_{ЧР}$, h_B) количеством выделяемого тепла (Q) и напряжением зажигания (U_B), получаемых разработанным программным обеспечением, является эффективной как для оценки текущего состояния изоляции, так и для прогнозирования ее остаточного ресурса. Значение кажущегося заряда $q_{ЧР}$ зависит от размеров включений и приложенного напряжения. Увеличение размера включения (а именно увеличение пробивного промежутка h_B) обусловлено увеличением начального напряжения ионизации, следовательно, импульс тока и напряжения будет иметь большую амплитуду, а мощность ЧР возрастет. Увеличение мощности разряда приведет к интенсивному росту включения по направлению к электродам, что впоследствии приведет к полному пробоя изоляции. Обнаруженные источники ЧР свидетельствуют о наличии включений в изоляции кабеля. Если происходит общее изменение структуры ИМ, например, изменение химической структуры, связанное с развитием теплового пробоя, то необходимо иметь в виду прежде всего мощность (P) ЧР.

Предложенная методика диагностирования ИМ СКЛ в условиях эксплуатации позволяет оценивать текущее состояние изоляции (место и степень пробоя, геометрические характеристики включений) и прогнозировать остаточный ресурс кабельных линий электрических сетей. Результаты исследований позволяют определять степень её деградации и сформулировать ряд рекомендаций по повышению надежности и срока службы полимерной изоляции.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Дубяго М.Н., Полуянович Н.К.* Совершенствование методов диагностики и прогнозирования электроизоляционных материалов систем энергоснабжения: монография. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2019. – 192 с.
2. *Кучинский Г.С.* Частичные разряды в высоковольтных конструкциях. – Ленинград: Энергия, Ленинград, отд., 1979. – 224 с.
3. *Вдовико В.П.* Частичные разряды в диагностировании высоковольтного оборудования. – Новосибирск: Наука, 2007. – 155 с.
4. *Шабловский Я.О.* Предупреждение пожароопасных отказов силовых кабелей // Предупреждение и ликвидация чрезвычайных ситуаций: Матер. международной конференции молодых учёных. – Минск, 2013. – С. 169-172.
5. *Исмагилов Ф.Р.* Математическое моделирование развития частичных разрядов в процессе старения диэлектрика // Вестник УГАТУ. – 2011. – С. 98-100.
6. *Ван Брант Р.* Физика и химия частичных разрядов и короны: последние достижения и будущие последствия // Уайтхедовские чтения. – 1994.
7. *Золотарев В.М.* Тангенс угла диэлектрических потерь многослойных сшитых изоляционных конструкций // Вестник: НТУ «ХПИ». – 2011. – № 49. – С. 64-73.
8. *Копырюлин П.В.* Совершенствование эксплуатационных свойств кабельных линий с полимерной изоляцией: дисс. ... канд. техн. наук: 05.09.03. Сам. гос. техн. ун-т. – Самара, 2013. – 132 с.
9. *Копырюлин П.В.* Зависимости тангенса дельта бумажно-масляной изоляции, используемого при измерении под рабочим напряжением // Известия вузов. Электромеханика. – 2011. – № 3. – С. 96-99.
10. *Ильченко Н.С., Кириленко В.М.* Полимерные диэлектрики. – К.: Техника, 1977. – 160 с.
11. *Финкель З.Э., Леценко С.С., Брагинский Р.П.* Радиационная химия и кабельная техника. М.: Атомиздат, 1968. – 312 с.
12. *Багиров М.А., Малин В.П., Абасов С.А.* Воздействие электрических разрядов на полимерные диэлектрики. – Баку, «Элм», 1975. – 168 с.
13. *Мадорский С.* Термическое разложение органических полимеров. – М.: Мир, 1967. – 328 с.
14. *Artbauer J., Griac J.* Der Durschlag von Kunststoffen unter Einwirkung von Glimmentlandugen // Elektrische. – 1964. – Н. 4. – S. 120-124.
15. *Гордон Г.Я.* Стабилизация синтетических полимеров. – М.: Госхимиздат, 1963. – 300 с.
16. *Финкель З.Э., Леценко С.С., Брагинский Р.П.* Радиационная химия и кабельная техника. – М.: Атомиздат, 1968. – 312 с.
17. *Макаров Е.Ф.* Справочник по электрическим сетям 0,4–35 кВ и 110–1150 кВ. – М.: Папирус ПРО, 2004. – Т. 3. – 674 с.
18. *Khaitan et al.* Design Techniques and Applications of Cyber Physical Systems: A Survey // IEEE Systems Journal. – 2014.
19. *Полуянович Н.К., Дубяго М.Н.* Прогнозирование ресурса кабельных линий с использованием метода искусственных нейронных сетей // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2019. – № 3 (205). – С. 51-62.
20. *Полуянович Н.К., Азаров Н.В., Дубяго М.Н.* Нейрокомпьютерное управление пропускной способностью кабельных сетей посредством учета и контроля их параметров // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2022. – № 3 (227). – С. 84-100.
21. *Anders G.J., Napieralski A., Orlikowski M., Zubert M.* Advanced Modeling Techniques for Dynamic Feeder Rating Systems // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2003. – Vol. 39, No. 3. – P. 619-626.
22. *Anders G.J.* Rating of Cables on Riser Poles, in Trays, in Tunnels and Shafts - a Review // IEEE Transactions on Power Delivery. – 1996. – Vol. 11, No. 1. – P. 3-11.
23. *Poluyanovich N., Azarov N., Dubyago M.* Neural network method for monitoring thermofluctuation processes in cable lines taking into account the interference influence // Conference Proceedings - 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEM W 2021. – 2021. – P. 455-459.
24. *Dubyago, M., Poluyanovich, N.* Partial Discharge Signal Selection Method for In-terference Diagnostics of Insulating Materials // Conference Proceedings - 2019 Ra-diation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEM W. – 2019. – 8792693. – P. 124-127.

REFERENCES

1. *Dubyago M.N., Poluyanovich N.K.* Sovershenstvovanie metodov diagnostiki i prognozirovaniya elektroizolyatsionnykh materialov sistem energosnabzheniya: monografiya [Improvement of methods of diagnostics and forecasting of electrical insulation materials of power supply systems. Monograph]. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2019, 192 p.
2. *Kuchinskiy G.S.* Chastichnye razryady v vysokovol'tnykh konstruktivnykh [Partial discharges in high-voltage structures]. Leningrad: Energiya, Leningrad, otd., 1979, 224 p.
3. *Vdoviko V.P.* Chastichnye razryady v diagnostirovani vysokovol'tnogo oborudovaniya [Partial discharges in the diagnosis of high-voltage equipment]. Novosibirsk: Nauka, 2007, 155 p.
4. *Shablovskiy Ya.O.* Preduprezhdenie pozharoопасnykh otkazov silovykh kabeley [Prevention of fire-hazardous failures of power cables], *Preduprezhdenie i likvidatsiya chrezvychaynykh situatsiy: Mater. mezhdunarodnoy konferentsii molodykh uchenykh* [Prevention and response to emergency situations: Proceedings of the international conference of young scientists]. Minsk, 2013, pp. 169-172.
5. *Ismagilov F.R.* Matematicheskoe modelirovanie razvitiya chastichnykh razryadov v protsesse stareniya dielektrika [Mathematical modeling of the development of partial discharges in the aging process of the dielectric], *Vestnik UGATU* [Bulletin of UGATU], 2011, pp. 98-100.
6. *Van Brant R.* Fizika i khimiya chastichnykh razryadov i korony: poslednie dostizheniya i budushchie posledstviya [Physics and chemistry of partial discharges and corona: recent achievements and Future consequences], *Uaytkhedovskie chteniya* [Whitehead Readings], 1994.
7. *Zolotarev V.M.* Tangens ugla dielektricheskikh poter' mnogosloynnykh sshitykh izolyatsionnykh konstruktivnykh [The tangent of the dielectric loss angle of multilayer cross-linked insulating structures], *Vestnik: NTU «KHPi»* [Bulletin: NTU "KhPI"], 2011, No. 49, pp. 64-73.
8. *Kopyryulin P.V.* Sovershenstvovanie ekspluatatsionnykh svoystv kabel'nykh liniy s polimernoy izolyatsiyey: diss. ... kand. tekhn. nauk [Improvement of operational properties of cable lines with polymer insulation: cand. of eng. sc. diss]: 05.09.03. Sam. gos. tekhn. un-t. Samara, 2013, 132 p.
9. *Kopyryulin P.V.* Zavisimosti tangensa del'ta bumazhno-maslyannoy izolyatsii, ispol'zuyushchegosya pri izmerenii pod rabochim napryazheniem [Dependences of the delta tangent of paper-oil insulation used for measuring under operating voltage], *Izvestiya vuzov. Elektromekhanika* [Izvestiya Vuzov. Electromechanics], 2011, No. 3, pp. 96-99.
10. *Il'chenko N.S., Kirilenko V.M.* Polimernye dielektriki [Polymer dielectrics]. Kiev: Tekhnika, 1977, 160 p.
11. *Finkel' 3.E., Leshchenko S.S., Braginskiy R.P.* Radiatsionnaya khimiya i kabel'naya tekhnika. M.: Atomizdat, 1968. – 312 s.
12. *Bagirov M.A., Malin V.P., Abasov S.A.* Vozdeystvie elektricheskikh razryadov na polimernye dielektriki [The effect of electrical discharges on polymer dielectrics]. Baku: Elm, 1975, 168 p.
13. *Madorskiy S.* Termicheskoe razlozhenie organicheskikh polimerov [Thermal decomposition of organic polymers]. Moscow: Mir, 1967, 328 p.
14. *Artbauer J., Griac J.* Der Durschlag von Kunststoffen unter Einwirkung von Glimmentlandugen, *Elektrie*, 1964, H. 4, pp. 120-124.
15. *Gordon G.Ya.* Stabilizatsiya sinteticheskikh polimerov [Stabilization of synthetic polymers]. Moscow: Goskhimizdat, 1963, 300 p.
16. *Finkel' 3.E., Leshchenko S.S., Braginskiy R.P.* Radiatsionnaya khimiya i kabel'naya tekhnika [Radiation chemistry and cable technology]. Moscow: Atomizdat, 1968, 312 p.
17. *Makarov E.F.* Spravochnik po elektricheskim setyam 0,4–35 kV i 110–1150 kV [Electric voltage regulator 0.4–35 kV and 110-1150 kV]. Moscow: Papyrus PRO, 2004, Vol. 3, 674 p.
18. *Khaitan et al.* Design Techniques and Applications of Cyber Physical Systems: A Survey, *IEEE Systems Journal*, 2014.
19. *Poluyanovich N.K., Dubyago M.N.* Prognozirovanie resursa kabel'nykh liniy s ispol'zovaniem metoda iskusstvennykh neyronnykh setey [Forecasting the resource of cable lines using the method of artificial neural networks], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2019, No. 3 (205), pp. 51-62.
20. *Poluyanovich N.K., Azarov N.V., Dubyago M.N.* Neyrokomp'yuternoe upravlenie propusknoy sposobnost'yu kabel'nykh setey posredstvom ucheta i kontrolya ikh parametrov // *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2022, No. 3 (227), pp. 84-100.

21. Anders G.J., Napieralski A., Orlikowski M., Zubert M. Advanced Modeling Techniques for Dynamic Feeder Rating Systems, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, Vol. 39, No. 3, pp. 619-626.
22. Anders G.J. Rating of Cables on Riser Poles, in Trays, in Tunnels and Shafts - a Review, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1996, Vol. 11, No. 1, pp. 3-11.
23. Poluyanovich N., Azarov N., Dubyago M. Neural network method for monitoring thermofluctuation processes in cable lines taking into account the interference influence, *Conference Proceedings - 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW 2021*, 2021, pp. 455-459.
24. Dubyago, M., Poluyanovich, N. Partial Discharge Signal Selection Method for In-terference Diagnostics of Insulating Materials, *Conference Proceedings - 2019 Ra-diation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW*, 2019, 8792693, pp. 124-127.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор К.Е. Румянцев.

Полуянович Николай Константинович – Южный федеральный университет; e-mail: niki1-58@mail.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 89185693365; кафедра электротехники и мехатроники.

Дубяго Марина Николаевна – e-mail: w_m88@mail.ru; тел.: 89281758225; кафедра электротехники и мехатроники; ст. преподаватель.

Poluyanovich Nikolay Konstantinovich. – Southern Federal University; e-mail: niki1-58@mail.ru;; Taganrog, Russia; phone: +79185693365; the department of electric technics and mechatronics.

Dubyago Marina Nikolaevna – e-mail: w_m88@mail.ru; phone: +79281758225; the department of electrical engineering and mechatronics, senior lecturer.

УДК 621.371: 538.574

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-258-267

А.И. Семенихин, А.В. Климов, А.Н. Савицкий

АНИЗОТРОПНАЯ ИМПЕДАНСНАЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКАЯ МЕТАПОВЕРХНОСТЬ ДЛЯ САМОАДАПТИВНОГО ГАШЕНИЯ РАССЕЯННЫХ ВОЛН ЛЮБЫХ ПОЛЯРИЗАЦИЙ

Статья посвящена актуальной проблеме – снижению эффективной площади рассеяния (ЭПР) объектов цилиндрической формы с помощью анизотропных метаповерхностей (МП). Целью работы является исследование анизотропных импедансных МП для самоадаптивного (к частоте облучения) гашения ЭПР цилиндрических металлических поверхностей при облучении волнами любой поляризации. Для достижения поставленной цели проанализированы известные принципы работы, конструкции и возможности МП для снижения эффективной площади рассеяния как плоских, так и цилиндрических металлических поверхностей, включая поверхности электрически малого радиуса. Рассмотрены 2D-задачи рассеяния плоской электромагнитной волны ТЕ и ТМ поляризации на модели цилиндрической метаповерхности (ЦМП) в форме кругового цилиндра с анизотропными гомогенизированными импедансными граничными условиями общего вида. Методом собственных функций получены аналитические выражения для матриц рассеяния цилиндрической метаповерхности в базисах линейных (LP) и круговых (CP) поляризации. Матрицы рассеяния позволяют решать различные задачи синтеза тензора импеданса ЦМП по заданным характеристикам рассеяния в LP- и CP-базисах. В частности, синтезирован диагональный тензор импеданса ЦМП, обеспечивающий противозазность полей рассеяния волн ТЕ, ТМ поляризации, а также двух согласно поляризованных рассеянных волн круговых поляризации. Решена задача синтеза тензора импеданса ЦМП по заданному нулевому следу диагональной матрицы рассеяния с самоадаптивным (к частоте облучения) гашением волн любых поляризации в низкочастотной области. Показано, что гашение эффективной площади рассеяния ЦМП в обратном направлении составляет от 60 до 10 дБ в сверхшироком диапазоне значений электрического радиуса ka от 0,02 до 0,4. Рассчитаны характери-

ки рассеяния двух моделей маскировочных покрытий. Показано, что реактансная ЦМП на основе метачастиц в виде прямоугольных полосков снижает ЭПР на 10 дБ в низкочастотной полосе 200–520 МГц при падении волны ТМ поляризации и на 5 дБ в полосе 480–720 МГц в случае падения волны ТЕ поляризации.

Конформная цилиндрическая метаповерхность; импедансный цилиндр; тензор поверхностного импеданса; низкочастотное рассеяние; гашение эффективной площади рассеяния.

A.I. Semenikhin, A.V. Klimov, A.N. Savitskiy

ANISOTROPIC IMPEDANCE CYLINDRICAL METASURFACE FOR SELF-ADAPTIVE CANCELLATION OF SCATTERING WAVES WITH ANY POLARIZATION

The article is devoted to the topical problem - reducing the radar cross-section (RCS) of cylindrical objects using anisotropic metasurfaces (MS). The purpose of the work is to study anisotropic impedance MSs for self-adaptive (to the irradiation frequency) RCS suppression of cylindrical metal surfaces when irradiated by linear (LP) and circular (CP) polarized waves. To achieve this goal, the known principles of operation, design and capabilities of MSs for reducing the RCS of both flat and cylindrical metal surfaces, including surfaces of electrically small radius, were analyzed. The 2D problem of scattering a plane electromagnetic wave on the model of a cylindrical metasurface (CMS) in the form of a circular cylinder with anisotropic homogenized impedance boundary conditions of a general form is considered. Using the eigenfunction method, analytical expressions are obtained for the scattering matrices of a cylindrical metasurface in linear and circular polarization bases. Scattering matrices make it possible to solve various problems of synthesizing the impedance tensor of the CMS on given scattering characteristics in the LP and CP bases. In particular, a diagonal impedance tensor of the CMS has been synthesized, which provides that the fields of scattering of TE-, TM-polarized waves as well as two circular co-polarized waves are antiphase. The problem of synthesizing the impedance tensor of the CMS from a given zero trace of a diagonal scattering matrix with self-adaptive (to the irradiation frequency) cancellation of waves with any polarization in the low-frequency region has been solved. It is shown that the radar cross-section reduction of the CMS in the reverse direction is from 60 to 10 dB in an ultra-wide range of ka values from 0.02 to 0.4. The scattering characteristics of two models of camouflage coatings are calculated. It is shown that the reactance CMS based on meta-particles in the form of rectangular strips reduces the RCS by 10 dB in the low-frequency band of 200–520 MHz with the incidence of the TM polarized wave and by 5 dB in the band of 480–720 MHz in the case of incident TE polarized wave.

Conformal cylindrical metasurface; impedance cylinder; surface impedance tensor; low frequency scattering; radar cross-section (RCS) reduction.

Введение. В настоящее время активно исследуются электродинамические структуры и антенные устройства, использующие метаматериалы и метаповерхности (МП) для управления электромагнитными волнами [1–6]. Интенсивно изучаются возможности МП для снижения эффективной площади рассеяния (ЭПР) плоских металлических поверхностей при облучении волнами линейной поляризации (LP) в диапазонах частот от СВЧ до терагерцового. С целью снижения ЭПР исследуются фазогradientные МП, сверхширокополосные цифровые МП типа "шахматная доска", различные диффузные МП с преобразованием LP [7–12]. В [13] для снижения ЭПР предложены плоские МП с поляризационным преобразованием круговых поляризаций (CP). Такие CP-поляризаторы реализуют сверхширокополосное отражение CP-волн лишь согласных круговых поляризаций [13], управление фазой Панчаратнам-Берри [14] и генерацию отраженных вихревых волн с ненулевым орбитальным угловым моментом (ОАМ) [15–16]. В [17] рассматривается МП для самоадаптивного гашения диаграмм обратного рассеяния решетки Ван Атта с генерацией ОАМ.

Особое внимание уделяется снижению заметности цилиндрических тел электрически малого радиуса [18–22]. Так, например, в [20] с помощью однослойного двухдиапазонного конформного метапокрытия уменьшено рассеянное поле РЕС-цилиндра радиусом $0,1\lambda$ (цилиндра с идеальной электрической проводимостью) более чем на 10 и 7 дБ на частотах 2 и 3 ГГц, соответственно, при облучении волной ТМ поляризации (λ – длина волны в свободном пространстве). Снижение ЭПР на 5 дБ получено в полосах частот 5,2% и 4,2%, соответственно, с центральными частотами 2 и 3 ГГц. В [21] исследованы возможности и ограничения наиболее распространённых метачастиц для использования в маскировочных покрытиях. Обнаружено, что, используя только четыре топологии метачастиц, можно обеспечить полный спектр значений реактивного сопротивления МП, включая как положительные, так и отрицательные реактансы. Это позволяет создавать эффективные маскировочные покрытия для плоских и цилиндрических объектов.

В данной статье рассматривается 2D-задача рассеяния плоской волны на анизотропной импедансной гомогенизированной цилиндрической метаповерхности (ЦМП). Методом собственных функций находятся матрицы рассеяния ЦМП в линейном и круговом поляризованных базисах. Синтезирован диагональный тензор импеданса, обеспечивающий противофазность полей рассеяния падающих волн ТЕ и ТМ поляризации для любого двухпозиционного угла наблюдения. В явном виде синтезированы два реактанса МП с самоадаптивным (к частоте облучения) гашением рассеянных волн в случае любых поляризаций облучения в низкочастотной области. Для однослойного реактансного метапокрытия с метачастицами в виде решетки прямоугольных полосков численно показаны возможности снижения ЭПР, как в обратном направлении, так и в некотором секторе азимутальных углов. Симуляция выполнена в HFSS.

1. Матрицы рассеяния импедансной ЦМП в линейном и круговом поляризованных базисах. Проанализируем вначале 2D-задачу рассеяния плоских волн ТЕ и ТМ поляризации на анизотропной импедансной цилиндрической МП радиуса a (рис. 1). На поверхности МП $r=a$ зададим анизотропные импедансные граничные условия общего вида:

$$\begin{pmatrix} E_\varphi \\ E_z \end{pmatrix} = -W_0 \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_z \\ -H_\varphi \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где $E_{\varphi,z}$, $H_{\varphi,z}$ – тангенциальные составляющие векторов напряженностей электрического и магнитного полей; $W_0=120\pi$ Ом – характеристическое сопротивление свободного пространства; Z_{pq} – элементы тензора поверхностного гомогенизированного импеданса МП. Метаповерхность возбуждается падающим полем плоских LP-волн ТЕ и ТМ поляризации под углом φ_0 перпендикулярно оси Oz (рис. 1). Вторичное поле ЦМП должно удовлетворять уравнениям Максвелла при $r>a$, граничным условиям (1) и условиям излучения при $r\rightarrow\infty$. Решение задач получим методом собственных функций.

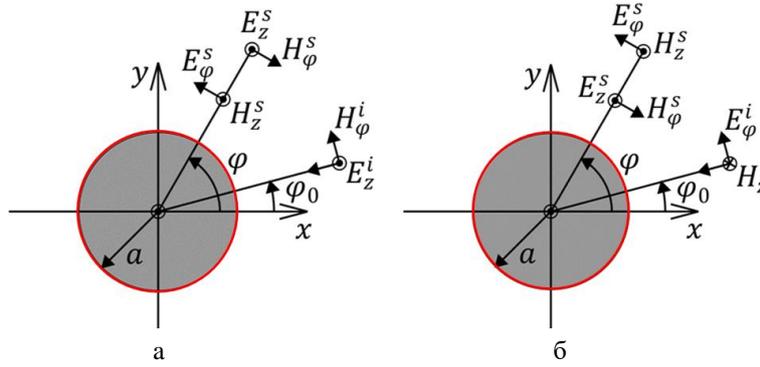


Рис. 1. Рассеяние падающих волн TE (а) и ТМ (б) поляризаций

Вторичное поле представим в виде рядов Фурье по n -м азимутальным гармоникам. Парциальные коэффициенты рассеяния этих гармоник определим, используя (1). Тогда элементы матрицы рассеяния ЦМП S_{pq}^{LP} , $p=1,2$; $q=1,2$ в LP-базисе TE и ТМ поляризаций в дальней зоне примут вид:

$$S_{pq}^{LP}(\varphi) = \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_n (-1)^n S_{pq,n} \cos n(\varphi - \varphi_0), \quad (2)$$

где ε_n – символ Неймана;

$$S_{11,n} = \frac{[J'_n - iZ_{11}J_n][H_n^{(2)} + iZ_{22}H_n^{(2)'}] - Z_{12}Z_{21}J_n H_n^{(2)'}}{[H_n^{(2)'} - iZ_{11}H_n^{(2)}][H_n^{(2)} + iZ_{22}H_n^{(2)'}] - Z_{12}Z_{21}H_n^{(2)} H_n^{(2)'}};$$

$$S_{12,n} = \frac{2Z_{12}/(i\pi ka)}{[H_n^{(2)'} - iZ_{11}H_n^{(2)}][H_n^{(2)} + iZ_{22}H_n^{(2)'}] - Z_{12}Z_{21}H_n^{(2)} H_n^{(2)'}};$$

$$S_{21,n} = \frac{2Z_{21}/(i\pi ka)}{[H_n^{(2)'} - iZ_{11}H_n^{(2)}][H_n^{(2)} + iZ_{22}H_n^{(2)'}] - Z_{12}Z_{21}H_n^{(2)} H_n^{(2)'}};$$

$$S_{22,n} = \frac{[H_n^{(2)'} - iZ_{11}H_n^{(2)}][-J_n - iZ_{22}J'_n] + Z_{12}Z_{21}J_n H_n^{(2)}}{[H_n^{(2)'} - iZ_{11}H_n^{(2)}][H_n^{(2)} + iZ_{22}H_n^{(2)'}] - Z_{12}Z_{21}H_n^{(2)} H_n^{(2)'}}$$

где J_n , $H_n^{(2)}$, J'_n , $H_n^{(2)'}$ – обозначения цилиндрических функций Бесселя, Ганкеля второго рода и их производных от аргумента $x=ka$ (аргумент x опущен); k – коэффициент распространения в свободном пространстве; i – мнимая единица.

Для взаимных ЦМП $Z_{12}=Z_{21}$ и $S_{21}^{LP}=S_{12}^{LP}$. В CP-базисе круговых поляризаций элементы симметричной матрицы рассеяния S_{pq}^{CP} взаимных ЦМП будут определяться элементами S_{pq}^{LP} (2) в LP-базисе:

$$\begin{aligned} 2S_{11}^{CP} &= S_{11}^{LP} - S_{22}^{LP} + i2S_{12}^{LP}; & 2S_{12}^{CP} &= i(S_{11}^{LP} + S_{22}^{LP}); \\ 2S_{22}^{CP} &= S_{22}^{LP} - S_{11}^{LP} + i2S_{12}^{LP}; & S_{21}^{CP} &= S_{12}^{CP}. \end{aligned} \quad (4)$$

Из (4) следуют условия реализации взаимных ЦМП с рассеянием СР-волн лишь на согласной круговой поляризации, когда $S_{12}^{CP} = 0$. Эти условия имеют вид противофазности диагональных элементов матрицы (2) и равенства нулю ее недиагональных элементов:

$$S_{22}^{LP} = -S_{11}^{LP}; S_{12}^{LP} = 0. \quad (5)$$

Такие ЦМП реализуют противофазное рассеяние кополяризованных СР-волн:

$$S_{11}^{CP} = S_{11}^{LP}; S_{22}^{CP} = -S_{11}^{LP}; S_{12}^{CP} = 0. \quad (6)$$

Матрицы рассеяния (2), (4) позволяют решать различные задачи синтеза тензора импеданса ЦМП по заданным характеристикам рассеяния в LP- и СР-базисах.

2. Синтез тензора импеданса ЦМП по заданному нулевому следу диагональной матрицы рассеяния. Условия синтеза импедансов Z_{pq} имеют вид (5) и с учетом (3) при $Z_{12}=Z_{21}=0$ приводят к уравнению:

$$[J'_n - iZ_{11}J_n][H_n^{(2)} + iZ_{22}H_n^{(2)'}] = [J_n + iZ_{22}J'_n][H_n^{(2)'} - iZ_{11}H_n^{(2)}]. \quad (7)$$

Отсюда для любых ka получаем $Z_{22}=1/Z_{11}$. Обозначим $Z_{11}=Z=R+iX$, тогда синтезированный тензор импеданса примет вид

$$\|Z_{pq}\| = \begin{vmatrix} Z & 0 \\ 0 & 1/Z \end{vmatrix}. \quad (8)$$

Импеданс (8) обеспечивает противофазность диаграмм рассеяния волн ТМ, ТЕ и круговых поляризаций для любых значений ka и угла φ . Такие метаповерхности могут генерировать вихревые СР-волны с ОАМ.

3. Синтез самоадаптивных реактансов ЦМП по заданной нулевой матрице рассеяния в низкочастотной области. Найдем реактивный импеданс $Z(ka)$ (8), при котором $R=0$ и обнуляются матрицы рассеяния (5), (6) в низкочастотной области $ka \rightarrow 0$:

$$S_{11}^{LP} = S_{11}^{CP} = 0. \quad (9)$$

При $x=ka \rightarrow 0$ в формулах (2), (3) можно ограничиться двумя первыми членами ряда и учесть асимптотики цилиндрических функций и их производных [23]:

$$S_{pp}^{LP}(\varphi) \approx (-1)^p \frac{i\pi x}{2} \left[\frac{0,5x+iZ}{1-i\frac{\pi}{4}x^2-ixZ(\ln(0.8905x)+i\frac{\pi}{2})} + \frac{x(1-ixZ)\cos(\varphi-\varphi_0)}{1+i\frac{\pi}{4}x^2+xZ(i+\frac{\pi}{4}x^2)} \right]. \quad (10)$$

Тогда (9) приводит к уравнению:

$$0.5x + iZ + x(1 - ixZ)\cos(\varphi - \varphi_0) = 0, \quad (11)$$

которое дает приближенный закон самоадаптации реактанса ЦМП к частоте:

$$Z(ka) = ika[0.5 + \cos(\varphi - \varphi_0)], ka < 0.1. \quad (12)$$

Видим, что величина маскирующего реактанса должна меняться самоадаптивно к частоте облучения и двухпозиционному углу наблюдения φ . Частотная дисперсия (12) удовлетворяет теореме Фостера при $|\varphi - \varphi_0| < 120^\circ$. Для гашения обратной ЭПР ($\varphi = \varphi_0$) самоадаптивный реактанс должен иметь индуктивный характер $Z_{11} \approx i1.5ka$ в азимутальном направлении и емкостной $Z_{22} \approx -i2/(3ka)$ в осевом.

Приближение (12) при $\varphi=\varphi_0=0$ можно уточнить, численно решая уравнение (9) с двумя первыми членами ряда (2) без асимптотик цилиндрических функций:

$$Z(ka) = i1.5ka + i3(ka)^3, \quad ka < 0.4. \quad (13)$$

Эффективность законов самоадаптации реактансов (12), (13) ЦМП для гашения 2D нормированной ЭПР $\sigma_{pp}/\lambda = 2|S_{pp}^{LP}|^2/\pi$ (относительно эталонного РЕС-цилиндра) иллюстрирует рис. 2. Видим, что уровень снижения ЭПР может составлять от 60 до 10 дБ в сверхшироком диапазоне значений ka от 0.02 до 0.4.

Отметим, что обнуление (9) матриц рассеяния самоадаптивных ЦМП с реактансами (8), (13) будет обеспечивать полное гашение рассеяния в сверхширокой полосе частот в случае падающих волн любых поляризаций.

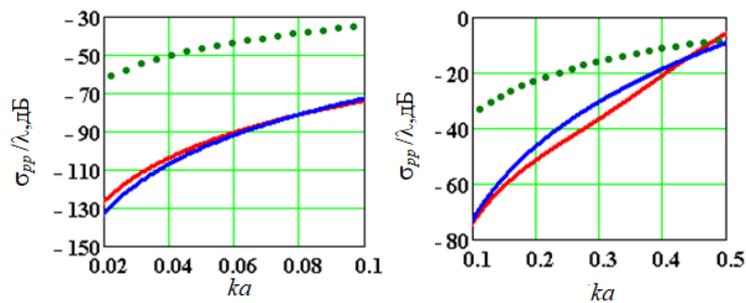


Рис. 2. Гашение обратной ЭПР самоадаптивных реактансных ЦМП: закон (13) – красная линия, закон (12) – синяя линия, эталон – зеленая линия

4. Модели маскировочного покрытия и анизотропной метаповерхности.

Численно исследуем две модели импедансных цилиндров в диапазоне 200–800 МГц. В модели М1 поверхность РЕС-цилиндра радиусом $a_1=30$ мм, высотой 643,53 мм укрыта маскировочным слоем магнетодиэлектрика толщиной $d=4,3$ мм ($\epsilon=10$, $\mu=10$) (рис. 3,а).

В модели М2 сверху слоя магнетодиэлектрика расположена метаповерхность в виде решетки прямоугольных металлических полосков толщиной 35 микрон ($w=15$ мм; $b=19,4$ мм; рис. 3 б,в). Размер квадратных ячеек $T=21,55$ мм, число ячеек вокруг цилиндра $m=10$.

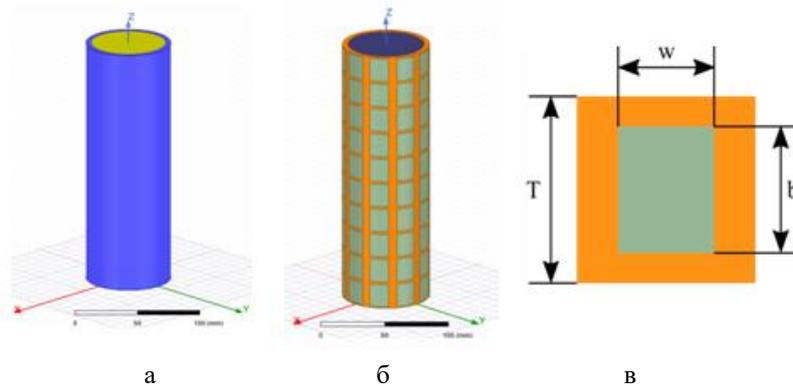


Рис. 3. Модели М1 (а), М2 (б) и вид ячейки ЦМП (в)

Параметры моделей проектировались с учетом требуемого индуктивного импеданса Z (13) в азимутальном направлении и емкостного импеданса $1/Z$ (8) в осевом направлении. Значения ka моделей менялись при симуляции в пределах от 0,144 до 0,574. Эталоном служил аналогичный РЕС-цилиндр.

5. Результаты симуляции. Проанализируем характеристики рассеяния и возможности гашения ЭПР (относительно эталона) для моделей М1, М2 в диапазоне частот 200–800 МГц. На рис. 4 представлены частотные характеристики моностатической ЭПР модели М1. Бистатические диаграммы рассеяния приведены ниже в азимутальной плоскости (рис. 5 б,д).

Расчеты показали, что при облучении модели М1 волной ТМ поляризации слой диэлектрика гасит моностатическую ЭПР на 10 дБ в диапазоне 200–300 МГц (рис. 4,а). В случае ТЕ поляризации снижение ЭПР наблюдается лишь от 1 до 3 дБ, но во всей рассмотренной полосе частот (рис. 4,б).

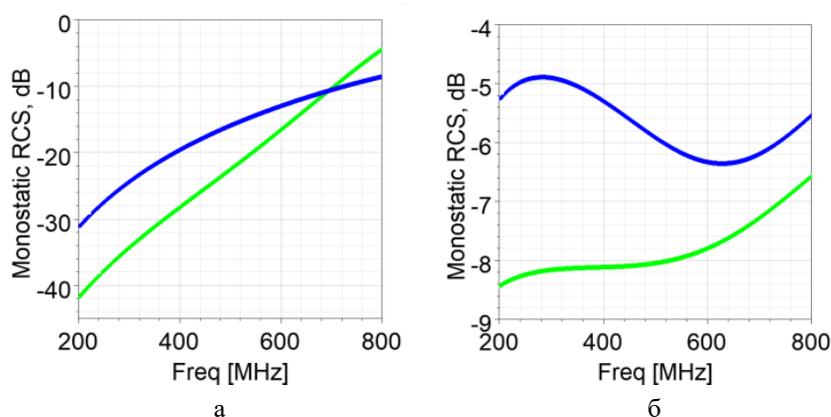


Рис. 4. Моностатические ЭПР при облучении модели М1 волной ТМ (а) и ТЕ (б) поляризий: зелёная линия – модель М1; синяя линия – эталон

Рис. 5 иллюстрирует лучшую эффективность гашения ЭПР модели М2. ЦМП снижает обратную ЭПР на 10 дБ в полосе 200 – 520 МГц при падении волны ТМ поляризации (рис. 5,а). В этой полосе гомогенизированный индуктивный поверхностный реактанс единичной ячейки МП близок к адаптивному (рис. 6). В случае падения волны ТЕ поляризации гашение ЭПР составляет 5 дБ в полосе 480–720 МГц (рис. 5,в).

При облучении модели М2 волной ТМ поляризации максимальный уровень гашения ЭПР относительно эталона составляет 23 дБ на частоте 425 МГц. Для этой частоты построена бистатическая диаграмма рассеяния (рис. 5,б). Гашение ЭПР достигается не только в обратном направлении, но и в секторе углов -65° – 65° . В области тени ЭПР вырастает.

При облучении модели М2 волной ТЕ поляризации максимальный уровень снижения ЭПР 9 дБ реализуется на частоте 665 МГц. Здесь гомогенизированный емкостной поверхностный реактанс единичной ячейки МП близок к адаптивному (рис. 6). Гашение бистатической ЭПР наблюдается во всех азимутальных углах наблюдения (рис. 5,г).

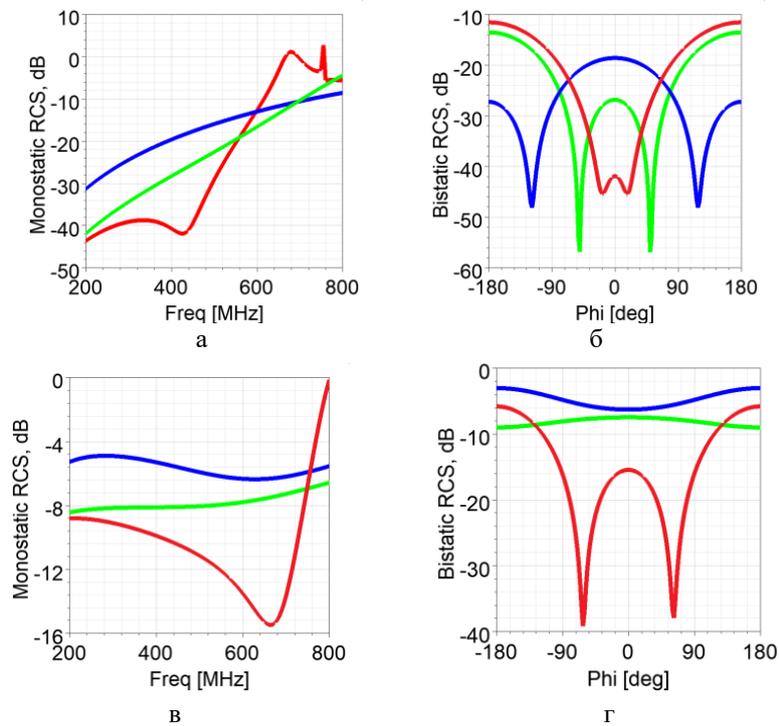


Рис. 5. Моностатические (а, в) и бистатические (б, г, 425 МГц) ЭПР моделей при падении волн ТМ (а, б) и ТЕ (в, г) поляризации: зелёные линии – модель М1; красные линии – модель М2; синие линии – эталон

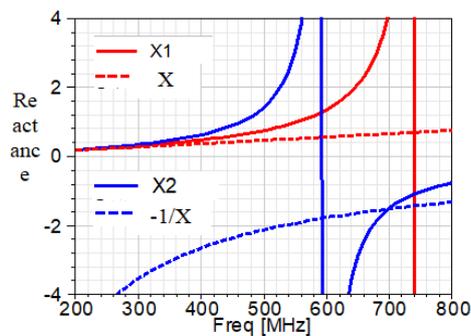


Рис. 6. Реализованные гомогенизированные поверхностные реактансы X_1 , X_2 в канале Флоке МП (сплошные линии) и синтезированные самоадаптивные реактансы X и $-1/X$ в (8), (13) (пунктирные линии); азимутальное направление (красные линии), осевое направление (синие линии)

Заключение. Проанализирована 2D-задача рассеяния плоской волны на анизотропной цилиндрической метаповерхности в форме кругового цилиндра и в явном виде получены матрицы рассеяния в линейном и круговом поляризационных базисах. Это позволило решить две обратных задачи. Во-первых, синтезирован тензор импеданса ЦМП, обеспечивающий противофазность полей рассеяния волн ТЕ, ТМ поляризаций, а также двух согласно поляризованных волн круговых поля-

ризации. Во-вторых, синтезированы два самоадаптивных (к частоте облучения) реактанса ЦМП с гашением волн любых поляризаций в низкочастотной области. Показано, что для гашения обратной ЭПР самоадаптивный реактанс должен иметь индуктивный характер $Z_{11} \approx i1.5ka$ в азимутальном направлении и емкостной $Z_{22} \approx -i2/(3ka)$ в осевом. При этом гашение ЭПР может составлять от 60 до 10 дБ в сверхшироком диапазоне значений ka от 0,02 до 0,4. Выполнена симуляция характеристик рассеяния двух моделей маскировочных покрытий. Численно показаны возможности гашения ЭПР, как в обратном направлении, так и в некотором секторе азимутальных углов.

Работа выполнена в Центре коллективного пользования «Прикладная электродинамика и антенные измерения» Южного федерального университета, Таганрог, по гранту Российского научного фонда (Проект №22-19-00537, <https://rscf.ru/project/22-19-00537/>).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Li A., Singh S., and Stevenpiper D. Metasurfaces and their applications, *Nanophotonics*, 2018, Vol. 7, No. 6, pp. 989-1011.
2. Ataloglou V.G., Chen M., Kim M. and Eleftheriades G.V. Microwave Huygens' Metasurfaces: Fundamentals and Applications, in *IEEE Journal of Microwaves*, Jan. 2021, Vol. 1, No. 1, pp. 374-388.
3. Zhang X.G., Sun Y.L. and Jiang W.X. Decoupling Control of Orthogonally-Polarized Waves Via Dual-Programmable Metasurfaces, *2021 Cross Strait Radio Science and Wireless Technology Conference (CSRSWTC), Shenzhen, China, 2021*, pp. 98-99.
4. Dugan J., Rahmeier J.G.N., Smy T.J. and Gupta S. Field Scattering Analysis of Cylindrical Spatially Dispersive Metasurfaces, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2023.
5. Han S. Manipulation of Evanescent Wave Coupling in High-Q Terahertz All-Dielectric Metasurfaces, in *IEEE Photonics Journal*, Oct. 2023, Vol. 15, No. 5, pp. 1-5.
6. Klimov A.V. and Semenikhin A.I. Modeli shirokopolosnykh otragatelnykh polarizatorov s ispolzovaniem metamaterialov [Models of broadband reflective polarizers using metamaterials], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences]*, 2013, No. 11, pp. 151-156.
7. Qi Y., Zhang B., Liu C. and Deng X. Ultra-broadband polarization conversion meta-surface and its application in polarization converter and RCS reduction, in *IEEE Access*, 2020, Vol. 8, pp. 116675-116684.
8. Yuan F., Xu H., Jia X., Wang G. and Fu Y. RCS reduction based on concave/convex-chessboard random parabolic-phased metasurface, *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, March 2020, Vol. 68, No. 3, pp. 2463-2468.
9. Masaki T., Ishii Y., Michishita N., Morishita H. and Hada H. Bistatic RCS reduction characteristics of flat and curved metasurfaces, *2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Phuket, Thailand, 2017*, pp. 1-2.
10. Tsvetkova S.N., Martini E., Tretyakov S.A. and Maci S. Perfect conversion of a tm surface wave into a tm leaky wave by an isotropic periodic metasurface printed on a grounded dielectric slab, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Aug. 2020, Vol. 68, NO. 8, pp. 6145-6153.
11. Modi A.Y., Balanis C.A., Birtcher C.R. and Shaman H. Novel design of ultrabroadband radar cross section reduction surfaces using artificial magnetic conductors, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Oct. 2017, Vol. 65, No. 10, pp. 5406-5417.
12. Gao L.H., Xiang N., Zhao J., Dong D.S., Wang K. and Cheng Q. A low RCS metasurface for THz applications, *Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, Harbin, China, 2014*, pp. 1279-1281.
13. Lin B.Q., Huang W.Z., Yang Y.S., Lv L.T., Guo J.X. and Wang Y.W. Ultra-wideband and polarization-independent RCS reduction based on polarization conversion metasurface, *Radio Science*, 2022, 57.

14. *Semenikhin A.I. and Semenikhina D.V.* Cylindrical Anisotropic Metasurfaces with Pancharatnam-Berry Phase Bigradient Helical Coding and Anomalous Scattering, *2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC), Moscow, Russian Federation, 2022*, pp. 337-340.
15. *Yang L.-J., Sun S. and Sha W.E.I.* Ultrawideband reflection-type metasurface for generating integer and fractional orbital angular momentum, in *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, March 2020, Vol. 68, No. 3, pp. 2166-2175.
16. *Jiang L., Yu S. and Kou N.* Asymmetric Transmission of OAM Vortex Waves by Cylindrical Janus Metasurface, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2023.
17. *Meng Z.K. and Shi Y.* Antenna array design with self-adaptive in-band radar cross section reduction and beam scanning, in *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, Feb. 2023, Vol. 71, No. 2, pp. 1820-1831.
18. *Soric J.C., Alù A., Kerkhoff A. and Rainwater D.* Experimental demonstration of a conformal mantle cloak for radio-waves, *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Chicago, IL, USA, 2012*, pp. 1-2.
19. *Tay C.Y. and Chen Z.N.* Azimuthally inhomogeneous metasurface cloak for cylindrical objects, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jan. 2021, Vol. 69, No. 1, pp. 254-262.
20. *Tay C.Y., Chen Z.N. and Hee D.* Single-layer dual-band microwave metasurface cloak of conducting cylinder, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, June 2019, Vol. 67, No. 6, pp. 4286-4290.
21. *Monti A., Soric J.C., Alù A., Toscano A. and Bilotti F.* Anisotropic mantle cloaks for tm and te scattering reduction, in *IEEE Trans. Antennas Propag.*, April 2015, Vol. 63, No. 4, pp. 1775-1788.
22. *Vellucci S., Monti A., Toscano A. and Bilotti F.* Scattering manipulation and camouflage of electrically small objects through metasurfaces, *Phys. Rev. Appl.*, Mar. 2017, Vol. 7, No. 3, p. 034032.
23. *Abramowitz M. and Stegun I.A.* Handbook of mathematical functions. Washington, DC: U.S. Government Printing Office, 1046, 1972, pp. 358-374.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор К.Е. Румянцев.

Семенихин Андрей Илларионович – Южный федеральный университет; e-mail: anilsem@mail.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: + 79061831649; кафедра АиРПУ; к.т.н.; доцент.

Климов Алексей Владимирович – e-mail: avklimov@sfnu.ru; тел.: 89198745389; кафедра АиРПУ; к.т.н.; с.н.с.

Савицкий Алексей Николаевич – e-mail: savicky@sfnu.ru; тел.: + 79287780975; кафедра АиРПУ; аспирант.

Semenikhin Andrey Illarionovich – Southern Federal University; e-mail: anilsem@mail.ru; Taganrog, Russia; phone: + 79061831649; the department of A&RTD; cand. of eng. sc.; associate professor.

Klimov Alexey Vladimirovich – e-mail: avklimov@sfnu.ru; phone: + 79198745389; the department of A&RTD; cand. of eng. sc.; senior researcher.

Savitskiy Alexey Nikolaevich – e-mail: savicky@sfnu.ru; phone: + 79287780975; the department of A&RTD; postgraduate student.

УДК 621.396.96

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-267-276

К.А. Синянян, Ю.В. Юханов, И.В. Ильин, И.В. Мерглодов

ИЗМЕРЕНИЕ МАЛОЗАМЕТНЫХ ОБЪЕКТОВ В БЭЭХОВОЙ КАМЕРЕ

Анализируются развитие мирового и российского рынков беспилотных летательных аппаратов, перспективы развития и роста рынка беспилотных летательных аппаратов. Подчеркивается важность достоверного измерения эффективной поверхности рассеяния малозаметных беспилотных летательных аппаратов. Рассматриваются методы уменьшения паразитного отражения от опорно-поворотного устройства внутри безэховой камеры –

использование колонны из радиопрозрачного материала и использование пилона из проводящего материала. Приведены результаты расчетов в HFSS применения колонны из радиопрозрачного материала и пилона из проводящего материала. Анализируется влияние учета фона безэховой камеры на достоверность измерения эффективной поверхности рассеяния малозаметных летательных аппаратов и существующие методы учета фона безэховой камеры, позволяющие снизить паразитные обратные отражения в безэховой камере при измерении малозаметных объектов. Рассматривается теньевая зона, возникающая на задней стенке безэховой камеры при измерении малозаметных объектов в безэховой камере. Анализируется вклад теньевой зоны, возникающей на задней стенке безэховой камеры при измерении эффективной поверхности рассеяния малозаметных объектов, на достоверность измерения эффективной поверхности рассеяния малозаметных объектов внутри безэховой камеры и демонстрируется необходимость учета вклада теньевой зоны при измерениях эффективной поверхности рассеяния малозаметных объектов в безэховой камере. Приведен классический метод учета фона безэховой камеры, являющийся основой предложенного нового метода. Разобран основной недостаток классического метода учета фона безэховой камеры. Предложен новый метод измерения моностатических диаграмм обратного рассеяния, позволяющий учесть недостаток классического метода учета фона безэховой камеры при измерении эффективной поверхности рассеяния малозаметных объектов внутри безэховой камеры. Суть этого метода заключается в использовании клина из проводящего материала, который располагается в теньевой зоне задней стенки безэховой камеры, непосредственно за измеряемым малозаметным объектом. Эффективность нового метода показана в программной среде HFSS, на созданной в HFSS модели безэховой камеры БЭК ЦКП ПЭДиАИ кафедры АиРПУ ЮФУ.

Малозаметные летательные аппараты; безэховая камера; эффективная поверхность рассеяния; измерение диаграммы обратного рассеяния; метод учета фона камеры.

K.A. Sinanyan, Yu.V. Yukhanov, I.V. P'in, I.V. Merglodov

DETECTION OF STEALTH OBJECTS IN AN ANECHOIC CHAMBER

The development of the global market of unmanned aerial vehicles and the Russian market of unmanned aerial vehicles is considered and analyzed. Prospects for the development and growth of the unmanned aerial vehicles market. The importance of reliable measurement of the effective scattering surface of stealth unmanned aerial vehicles is considered. The methods of reducing parasitic reflection from a pivoting support device inside an anechoic chamber are considered - the use of a column made of radio-transparent material and the use of a pylon made of conductive material. The results of calculations in HFSS using a column made of radio-transparent material and a pylon made of conductive material are presented. The effect of taking into account the background of an anechoic chamber on the reliability of measuring the effective scattering surface of stealth aircraft is considered. The existing methods of accounting for the background of an anechoic chamber are analyzed, which allow reducing parasitic back reflections in an anechoic chamber when measuring stealth objects. The shadow zone that appears on the back wall of an anechoic chamber when measuring objects in an anechoic chamber is considered. The contribution of the shadow zone arising on the back wall of the anechoic chamber when measuring objects to the reliability of measuring stealth objects inside the anechoic chamber is analyzed and the need to take into account the contribution of the shadow zone when measuring stealth objects in the anechoic chamber is shown. The classical method of accounting for the camera background, which is the basis of the proposed method, is described. The main drawback of the classical method of accounting for the background of an anechoic chamber is described. A new method for measuring mono static backscattering diagrams is proposed and described. The new method of measuring backscattering diagrams allows us to take into account the disadvantage of the classical method of accounting for the background of an anechoic chamber when measuring i stealth objects inside an anechoic chamber. The essence of the new method is to use a wedge of conductive material, which is located in the shadow zone of the back wall of the anechoic chamber, directly behind the measured stealth object. The effectiveness of the new method is shown in the HFSS software environment, based on the HFSS model of an anechoic chamber of the Southern Federal University.

Stealth aircraft; anechoic chamber; effective scattering surface; backscattering diagram measurement; camera background accounting method.

Введение. В настоящее время наблюдается тенденция роста рынка беспилотных воздушных судов (БВС). Согласно данным фонда «Центр стратегических разработок» (ЦСР), объем мирового рынка беспилотных авиационных систем (БАС) в 2021 г. составил 26,3 млрд долларов США. К 2026 г. прогнозируется рост рынка БАС до 41,3 млрд долларов США [1, 2]. По данным Asia Perspective [3], на которые ссылаются «Центр стратегических разработок», мировым лидером по производству БАС является Китай.

Согласно исследованиям Drone Industry Insight [4], отраслями, которые лидируют по количеству использования дронов на данный момент, являются энергетический сектор, строительство и сельское хозяйство. БАС применяются для геодезии и картографии, мониторинга и съемок.

В мировом рынке беспилотников доля России составляет 0,3 % по количеству БАС, по данным на 2022 год. По стоимости доля российского рынка в мировом рынке беспилотников составляла 2-3% [1, 5]. Количество поданных патентов на беспилотные летательные аппараты в России с 2012 по 2022 составляет 25984.

Основным мешающим фактором интеграции БАС в единое пространство России ресурс <https://nti-aeronet.ru> считает отсутствие апробированных стандартов и технологий для обнаружения, распознавания и предотвращения столкновения, а также управления, контроля, связи и навигации.

Возросшую интенсивность применения БАС показали современные военные конфликты [7–9].

Для обнаружения и распознавания беспилотных авиационных систем необходимо знать радиолокационные характеристики (РЛХ) БАС. Измерение РЛХ, в частности эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) беспилотных летательных аппаратов, требует правильного учета электромагнитного поля окружающих объектов и среды, чтобы они не вносили искажения в результат измерений.

Для точного измерения ЭПР малозаметного объекта часто используют метод учета фона камеры. Но как показывает практика, простое измерение фона и дальнейший вычет его из результата измерения объекта не совсем корректен. Прежде всего необходимо избавиться от паразитных отражений от опорно-поворотного устройства (ОПУ).

Рассмотрим два основных метода для уменьшения паразитных отражений от опорно-поворотного устройства в БЭК [10, 11]. Первый метод использует пилон из хорошо проводящего материала, например меди, второй – колонны из радиопрозрачного материала.

Исходя из представленных результатов (рис. 1) видно, что пилон из проводящего материала и колонна из радиопрозрачного материала рассеивают большую часть электромагнитной энергии, приходящейся на ОПУ, на заднюю стенку БЭК. Но форма диаграммы рассеяния колонны более направленная, и теневой лепесток более направленны, чем у пилон. Соответственно, рассеивающие свойства колонны хуже, чем у пилон.

Каким бы хорошим ни было качество радиопоглощающего материала (РПМ), часть ЭМ энергии, направленной на заднюю стенку БЭК, отразится обратно, что может внести существенные искажения в случае измерения малозаметных объектов [10]. Таким образом, использование пилон из проводящего материала целесообразнее для уменьшения паразитных отражений от ОПУ в сравнении с использованием колонны из радиопрозрачного материала.



Рис. 1. Сравнение бистатических диаграмм обратного рассеяния пилона и колонны

Проведен расчет БЭК кафедры АиРПУ ЮФУ с ОПУ в HFSS для выявления трассировки распространения отраженных лучей от ОПУ и при использовании пилона. Результаты можно увидеть на рис. 2 и 3.

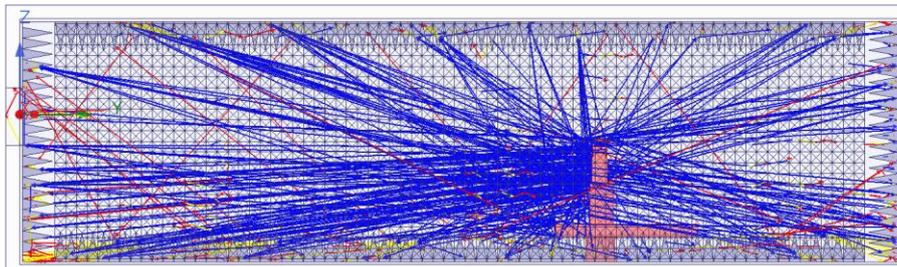


Рис. 2. Трассировка лучей ЭМ волны, полученная при моделировании в HFSS БЭК ЦКП ПЭДиАИ с ОПУ

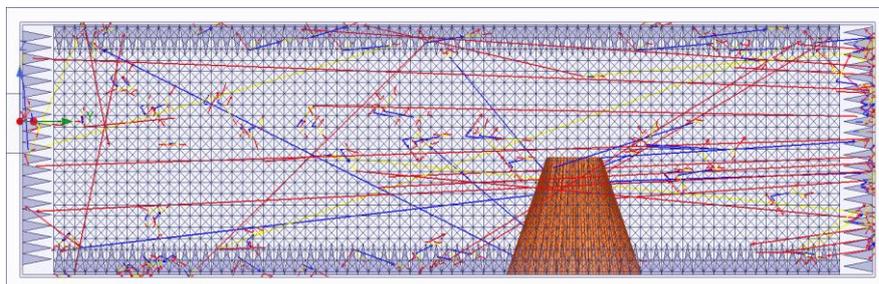


Рис. 3. Трассировка лучей ЭМ волны, полученная при моделировании в HFSS БЭК ЦКП ПЭДиАИ при использовании пилона

Описание проблемы. Рассмотрим метод учета фона. На рис. 4 изображена схема камеры для измерения фона БЭК. При измерении фона камеры, вся задняя стенка излучает обратно некоторую часть энергии, которая на нее попадает. Обозначим энергию, отраженную от задней стенки, через $\sigma_{ст}$, а энергию, отраженную от объекта, через $\sigma_{об}$. Так как объект малый, то при его измерении

$$\sigma_{ст} \gg \sigma_{об}. \quad (1)$$

возникает теньная зона благодаря тому, что электромагнитная волна распространяется в БЭК по законам геометрической оптики, как показано на рисунке 5. В результате энергия, отраженная от теньной области, не учитывается в результатах измерения объекта.

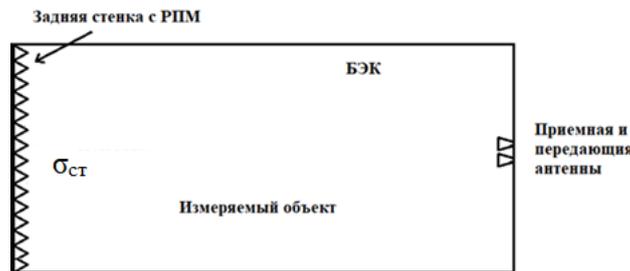


Рис. 4. БЭК

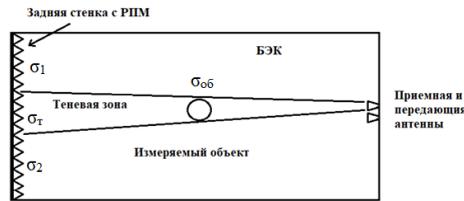


Рис. 5. Измерение объекта в БЭК

Энергия, отраженная от задней стенки БЭК, состоит из трех составляющих:

$$\sigma_{ст} = \sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_т, \quad (2)$$

где σ_1 и σ_2 – энергия, отраженная от соседних с теньной областью частей задней стенки, а $\sigma_т$ – энергия, отраженная от теньной области.

Рассмотрим отражения, которые возникают при измерении объекта:

$$\sigma_{изм} = \sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_{об}. \quad (3)$$

Не трудно заметить, что в выражении (3) отсутствует составляющая $\sigma_т$ из-за того, что при измерении объекта электромагнитная волна не попадает в область задней стенки за объектом (электромагнитная волна распространяется в БЭК по законам геометрической оптики). Для получения результата, в котором учтен вклад фона, нужно из (3) отнять (2): $\sigma_{фон} = \sigma_{изм} - \sigma_{ст}$. Тогда

$$\sigma_{фон} = \sigma_{об} - \sigma_т. \quad (4)$$

Из (4) видно, что ЭПР объекта, измеренное с учетом фона камеры, равно реальному ЭПР объекта минус ЭПР теньной зоны.

Как мы понимаем, результат измерения ЭПР объекта при помощи простого метода учета фона камеры не соответствует значению измеряемой величины. Следовательно, нужно найти метод, который позволит корректно учесть фон камеры.

Основной метод решения проблемы. Рассмотрим метод, позволяющий решить вышеуказанную проблему. Во время измерения фона камеры вместо объекта на опорно-поворотное устройство (ОПУ) установим РПМ, габаритами соответствующий объекту измерения, или же, не убирая объект, поставим перед ним РПМ. В этом случае при измерении фона камеры за объектом создается теневая зона, равная той, которая возникнет при измерении объекта. Тогда уравнение (2) преобразуется к виду:

$$\sigma_{\text{ст}} = \sigma_1 + \sigma_2. \quad (5)$$

Вычитая (5) из (3), получим:

$$\sigma_{\text{-фон}} = \sigma_{\text{изм}} - \sigma_{\text{ст}} = \sigma_{\text{об}}. \quad (6)$$

Таким образом, при использовании данного метода, при измерениях малогабаритных объектов с учетом фона камеры, суммарное отражение от объекта стремится к $\sigma_{\text{об}}$.

Недостатком метода является то, что РПМ, который ставится вместо/перед измеряемым объектом, должен иметь коэффициент отражения меньший, чем РПМ на задней стенке камеры. Соответственно, фон камеры при использовании РПМ вместо/перед измеряемым объектом и при измерении самого объекта будет отличаться, а значит, вычитать один из другого не корректно.

Новый метод решения проблемы. Рассмотрим метод, который позволяет избавиться от отражений в теневой зоне как при измерениях фона, так и при измерениях объекта. Для реализации этого метода используется металлический клин (рис. 6). Благодаря клину, часть электромагнитной волны, попадающая в теневую область, отражается от клина в потолок и пол.

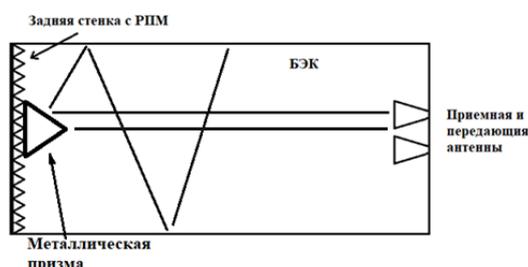


Рис. 6. Использование клина при измерении фона камеры

Улучшение нового метода решения проблемы. При измерении фона энергия луча, отраженного от вершины клина, будет присутствовать в энергии, отраженной от задней стенки камеры (рис. 7). А при измерениях объекта энергия луча, отраженного от вершины клина, в результатах присутствовать не будет. Необходимо учесть луч, отраженный от вершины клина. Это можно сделать, накрыв вершину клина РПМ малой площади, чтобы ЭПР этого куска РПМ был ничтожно мал по сравнению с ЭПР измеряемого объекта.

Устранить проблему отражения от вершины клина можно закрытием вершины клина РПМ (рис. 8). В этом случае при измерении фона отражением от вершины клина можно пренебречь. Такой метод уменьшения отражения от краев и ребер объектов описан у Балабуха Н.П. [11].

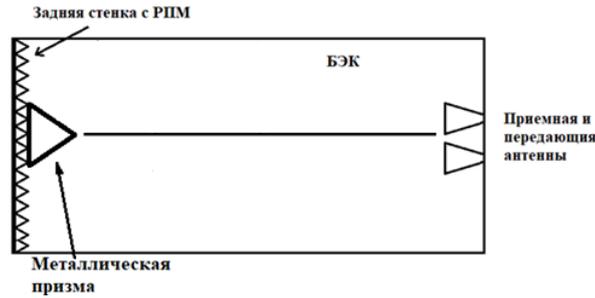


Рис. 7. Отражение от вершины при использовании клина для измерения фона камеры

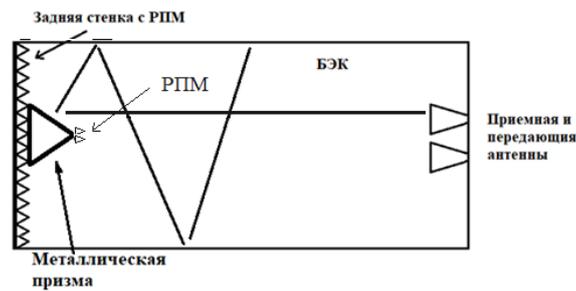


Рис. 8. Использование клина и ЭПР при измерении фона камеры

Результаты моделирования данного метода можно видеть на рис. 9.

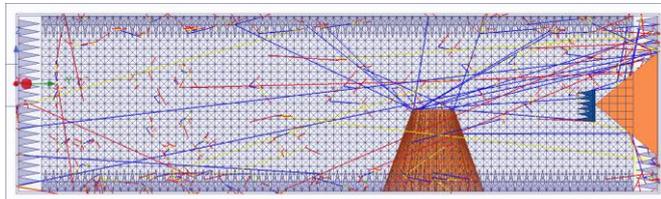


Рис. 9. Модель в HFSS использования клина и ЭПР при измерении фона камеры

Выводы. Проведенное моделирование в САПР HFSS использования пилона из проводящего материала для уменьшения паразитных отражений от ОПУ в БЭК наглядно показало эффективность использования пилона для снижения отражений от ОПУ.

При анализе основного метода учета фона камеры для измерения ЭПР малозаметных объектов, выявлен недостаток основного метода учета фона камеры: вклад отражения от теневой зоны отсутствует.

Предложен новый метод учета фона камеры, позволяющий избавиться от недостатка основного метода учета фона камеры – учет вклада теневой зоны. Метод предлагает помещать клин из проводящего материала в теневую зону БЭК.

Использование пилона позволяет уменьшить паразитные отражения от ОПУ, а клина – учесть вклад теневой зоны (рис. 9.) при измерении ЭПР малозаметных беспилотных летательных аппаратов. Это позволит получить достоверный результат измерения ЭПР малозаметных беспилотных летательных аппаратов.

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда №22-19-00537, <https://rscf.ru/project/22-19-00537/> в Центре коллективного пользования «Прикладная электродинамика и антенные измерения Южного Федерального Университета».

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Состояние и тенденции развития рынка беспилотных авиационных систем в мире и России. Фонд «Центр стратегических разработок» (ЦСР). – URL: <https://www.csr.ru/upload/iblock/bb5/kwsro7xx10x3qdt4yyiow17letsunt04.pdf>. – 2022. – С. 72.
2. Global drone market report 2022-2030 // Drone Industry Insight. – URL: <https://droneii.com/product/drone-market-report>. – 2022.
3. Drone industry overview // China's thriving drone industry. – URL: <https://www.asiaperspective.com/china-thriving-drone-industry/>. – 2021
4. What are the top drone applications? // Drone Industry Insight. – URL: https://droneii.com/top-drone-applications?utm_source=email&utm_medium=automated&utm_campaign=welcomeflow-q4-2021-second-email&utm_content=applications-blog-section&utm_term=applications-blog-cta&goal=0_8e282c8de0-9ac1367c8c-262019296&mc_cid=9ac1367c8c&mc_cid=7de2d2b5fe. – 2023.
5. Российский рынок технологий беспилотных авиационных систем. Особенности, проблемы, перспективы // Российские Беспилотники. – URL: <https://russiandrone.ru/publications/rossiyskiy-rynok-tekhnologiy-bespilotnykh-aviatsionnykh-sistem-osobennosti-problemy-perspektivy/>. – 2017.
6. <http://government.ru/docs/43502/>.
7. <https://alb.aero/about/articles/primenenie-bpla-v-usloviyakh-boevykh-deystviy/>.
8. https://irp.fas.org/program/collect/uas_2009.pdf.
9. <https://www.hSDL.org/c/abstract/?docid=747559>.
10. *Ильин И.В., Мерглюдов И.В., Синяян К.А., Пеньковская Т.К.* Моделирование элементов опорно-поворотного устройства для безэховых камер в системе автоматизированного проектирования Keysight Technologies EMPro // Всероссийская конференция «Технологии и методики Keysight Pathwave Design в проектировании и преподавании». – 2022. – 46 с.
11. *Балабуха Н.П., Зубов А.С., Солосин В.С.* Компактные полигоны для измерения характеристик рассеяния объектов. – М.: Наука, 2007. – 271 с.
12. *Петров Б.М.* Электродинамика и распространение радиоволн. – 2-е изд., испр. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 558 с.
13. *Ronan Niemiec, Regis Hemon.* Suppression of Measurement Undersired Echoes Using an Auto-Controlled Compensation Method // IEEE 6th European Conference on Propagation. – 2011. – P. 1387-1390.
14. *Linxi Zhang, Rai Ding, Nanjing Li.* High-resolution RCS Measurement inside an Anechoic Chamber // IEEE International Forum on Information Technology and Applications. – 2010. – P. 252-255.
15. *Naobumi Michishita, Tadashi Chisaka, Yoshihide Yamada.* Evolution of RCS Measurement Environment in Compact Anechoic Chamber // IEEE. – 2020. – P. 1-4.
16. *Comblet F.* Radar Cross Section Measurements in an anechoic chamber: Description of an experimental system and post processing // IEEE Conference on Antennas Measurements and Applications. – 2014. – P. 1-4.
17. *Andre Bati, Long To, Don Hilliard.* Advanced Radar Cross Section Clutter Removal Algorithms // IEEE 4th European Conference on Antennas and Propagation. – 2010. – P. 1-5.
18. *Juha T. Toivanen, Tommi A. Laitinen, Pertti Vainikainen.* Modified Test Zone Field Compensation for Small-Antenna Measurements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2010. – P. 1-9.
19. *Ville Viikari, Antti V. Raisanen.* Antenna Pattern Correction Technique Based on Signal to Interference Ratio Optimization // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2006. – P. 1-5.
20. *Бачурин В.С., Деменёв А.Д., Пышный В.Д.* Экспериментальная оценка возможностей измерений характеристик рассеяния методом частотно-временных преобразований // IV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» - ИРЭ РАН. – 2010. – С. 781-789.

21. *Тоналов Ф.С.* Снижение поля обратного рассеяния телцилиндрической формы с помощью решеток Ван-Атта: дисс. ... канд. тех. наук: 05.12.07. – Таганрог, 2019.
22. *Juha T. Toivanen, Tommi A. Laitinen, Sergey Pivnenko.* Calibration of Multi-Prob Antenna Measurement System Using Test Zone Field Compensation // *IEEE 3rd European Conference on Antennas and Propagation.* – 2009. – P. 2916-2920.

REFERENCES

1. Sostoyanie i tendentsii razvitiya rynka bespilotnykh aviatsionnykh sistem v mire i Rossii. Fond «TSentr strategicheskikh razrabotok» (TSSR) [Foundation "Center for Strategic Research" (CSR)]. Available at: <https://www.csr.ru/upload/iblock/bb5/kwsro7xx10x3qdt4yyiowl7letsumt04.pdf>, 2022, pp. 72.
2. Global drone market report 2022-2030, *Drone Industry Insight*. Available at: <https://droneii.com/product/drone-market-report>, 2022.
3. Drone industry overview // China's thriving drone industry. Available at: <https://www.asiaperspective.com/china-thriving-drone-industry/>. – 2021
4. What are the top drone applications?, *Drone Industry Insight*. Available at: https://droneii.com/top-drone-applications?utm_source=email&utm_medium=automated&utm_campaign=welcome-flow-q4-2021-second-email&utm_content=applications-blog-section&utm_term=applications-blog-cta&goal=0_8e282c8de0-9ac1367c8c-262019296&mc_cid=9ac1367c8c&mc_eid=7de2d2b5fe, 2023.
5. Rossiyskiy rynek tekhnologiy bespilotnykh aviatsionnykh sistem. Osobennosti, problemy, perspektivy [Russian market for unmanned aerial systems technologies. Features, problems, prospects], *Rossiyskie Bespilotniki* [Russian UAVs]. Available at: <https://russiandrone.ru/publications/rossiyskiy-rynok-tekhnologiy-bespilotnykh-aviatsionnykh-sistem-osobennosti-problemy-perspektivy/>, 2017.
6. Available at: <http://government.ru/docs/43502/>.
7. Available at: <https://alb.aero/about/articles/primenenie-bpla-v-usloviyakh-boevykh-deystviy/>.
8. Available at: https://irp.fas.org/program/collect/uas_2009.pdf.
9. Available at: <https://www.hsdl.org/c/abstract/?docid=747559>.
10. *Il'in I.V., Merglodov I.V., Sinanyan K.A., Pen'kovskaya T.K.* Modelirovanie elementov opornopovorotnogo ustroystva dlya bezekhovyykh kamer v sisteme avtomatizirovannogo proektirovaniya Keysight Technologies EMPro [Modeling elements of a rotating bearing device for anechoic chambers in the Keysight Technologies EMPro computer-aided design system], *Vserossiyskaya konferentsiya «Tekhnologii i metodiki Keysight Pathwave Design v proektirovanii i prepodavanii»* [All-Russian conference "Technologies and techniques of Keysight Pathwave Design in design and teaching"], 2022, 46 p.
11. *Balabukha N.P., Zubov A.S., Solosin V.S.* Kompaktnye poligony dlya izmereniya kharakteristik rasseyaniya ob"ektov [Compact test sites for measuring the scattering characteristics of objects]. Moscow: Nauka, 2007, 271 p.
12. *Petrov B.M.* Elektrodinamika i rasprostranenie radiovoln [Electrodynamics and radio wave propagation]. 2nd ed. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2007, 558 p.
13. *Ronan Niemiec, Regis Hemon.* Suppression of Measurement Undersired Echoes Using an Auto-Controlled Compensation Method, *IEEE 6th European Conference on Propagation*, 2011, pp. 1387-1390.
14. *Linxi Zhang, Rai Ding, Nanjing Li.* High-resolution RCS Measurement inside an Anechoic Chamber, *IEEE International Forum on Information Technology and Applications*, 2010, pp. 252-255.
15. *Naobumi Michishita, Tadashi Chisaka, Yoshihide Yamada.* Evolution of RCS Measurement Environment in Compact Anechoic Chamber, *IEEE*, 2020, pp. 1-4.
16. *Comblet F.* Radar Cross Section Measurements in an anechoic chamber: Description of an experimental system and post processing, *IEEE Conference on Antennas Measurements and Applications*, 2014, pp. 1-4.
17. *Andre Bati, Long To, Don Hilliard.* Advanced Radar Cross Section Clutter Removal Algorithms, *IEEE 4th European Conference on Antennas and Propagation*, 2010, pp. 1-5.

18. *Juha T. Toivanen, Tommi A. Laitinen, Pertti Vainikainen*. Modified Test Zone Field Compensation for Small-Antenna Measurements, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2010, pp. 1-9.
19. *Ville Viikari, Antti V. Raisanen*. Antenna Pattern Correction Technique Based on Signal to Interference Ratio Optimization, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2006, pp. 1-5.
20. *Bachurin V.S., Demenev A.D., Pyshnyy V.D.* Eksperimental'naya otsenka vozmozhnostey izmereniy kharakteristik rasseyaniya metodom chastotno-vremennykh preobrazovaniy [Experimental assessment of the capabilities of measuring scattering characteristics by the method of frequency-time transformations], IV Vserossiyskaya konferentsiya «Radiolokatsiya i radiosvyaz» - IRE RAN [All-Russian Conference "Radarlocation and Radio Communication" - IRE RAS.], 2010, pp. 781-789.
21. *Topalov F.S.* Snizhenie polya obratnogo rasseyaniya teltsilindricheskoy formy s pomoshch'yu reshetok Van-Atta: disc. ... kand. tekhn. nauk [Reducing the cylindrical backscattering field using Van Atta gratings: cand. of eng. sc. diss.]: 05.12.07. Taganrog, 2019.
22. *Juha T. Toivanen, Tommi A. Laitinen, Sergey Pivnenko*. Calibration of Multi-Prob Antenna Measurement System Using Test Zone Field Compensation, *IEEE 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, 2009, pp. 2916-2920.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор К.Е. Румянцев.

Синянян Карекин Амбарцумович – Южный федеральный университет; e-mail: sinanian@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +79885706087; кафедра АиРПУ; аспирант.

Юханов Юрий Владимирович – e-mail: yvyuhanov@sfedu.ru ; тел.: +79882546270; кафедра АиРПУ; зав. кафедрой АиРПУ; профессор.

Ильин Игорь Васильевич – e-mail: ivilin@sfedu.ru; тел.: +79889529676; кафедра АиРПУ; зав. лабораторией.

Мерглюдов Илья Владимирович – e-mail: ivmerglodov@sfedu.ru; тел.: +79054286667; кафедра АиРПУ; с.н.с.

Sinanyan Karekin Ambartsumovich – South Federal University; e-mail: sinanian@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +79885706087; the department of antennas and radio transmitting devices; graduate student.

Yuhanov Yuriy Vladimirovich – e-mail: yvyuhanov@sfedu.ru; phone: +79882546270; head of the department of antennas and radio transmitting devices; professor.

Ilin Igor Vasil'evich – e-mail: ivilin@sfedu.ru; phone: +79889529676; the department of antennas and radio transmitting devices; head of laboratory.

Merglodov Ilya Vladimirovich – e-mail: ivmerglodov@sfedu.ru; phone: +79054286667; the department of antennas and radio transmitting devices; senior science master.

УДК 621.396.677

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-276-286

С.А. Шелкоплясов

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ РАСШИРЕННОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Проведен анализ существующих методов синтеза антенн по заданной диаграмме направленности, в которых формируемая диаграмма направленности представляет собой сумму парциальных лучей. Установлено, что в данных методах организован итерационный процесс, на каждом шаге которого к уже сформированному лучу добавляется новый дополнительный луч. При этом для определения параметров дополнительного луча используются алгоритмы поисковой оптимизации. Существование данных методов позволяет отдельно рассматривать алгоритмы определения параметров дополнительных лучей на ка-

ждом шаге итерационного процесса, как процессы решения самостоятельных задач. Разновидность такой задачи – поиск параметров дополнительных лучей для формирования одномерно расширенной диаграммы направленности. Предложен и обоснован аналитический алгоритм формирования одномерно расширенного луча линейной антенны, представляемый в виде суммы трех более узких парциальных лучей после определения двух неизвестных параметров: угла разведения дополнительных лучей и комплексной амплитуды этих лучей. Получены соотношения, позволяющие свести задачу формирования расширенного луча линейной антенны к задаче оптимизации выражения по одному параметру – углу разведения дополнительных лучей относительно центрального. Показано, что второй искомым параметр – комплексная амплитуда дополнительного луча определяется аналитически. При этом установлено, что выбор искомым параметров задачи оптимизации должен осуществляться исходя из требований к максимизации коэффициента направленного действия. После решения оптимизационной задачи амплитудно-фазовое распределение в раскрыве линейной антенны представляется в виде суперпозиции трех амплитудно-фазовых распределений для формирования соответствующих парциальных лучей. При этом показано, что алгоритм имеет ограничения, связанные с расширением лучей, поскольку реализуемость требований связана с шириной используемых парциальных лучей. В связи с этим указано, что предложенный алгоритм следует рассматривать как составную часть итерационного процесса, на каждом шаге которого происходит дополнительное расширение луча. Представлены результаты реализации предложенного алгоритма при формировании нескольких расширенных лучей, которые подтверждают работоспособность предложенного алгоритма.

Линейная антенна; расширенный луч; амплитудно-фазовое распределение; ширина диаграммы направленности.

S.A. Shelkopyasov

ALGORITHM FOR GENERATING AN EXTENDED DIRECTIVITY PATTERN OF A PHASED ARRAY ANTENNA

An analysis of existing methods for synthesizing antennas according to a given radiation pattern, in which the generated radiation pattern is the sum of partial rays, is carried out. It has been established that in these methods an iterative process is organized, at each step of which a new additional beam is added to the already formed beam. In this case, search optimization algorithms are used to determine the parameters of the additional beam. The existence of these methods allows us to separately consider algorithms for determining the parameters of additional rays at each step of the iterative process, as processes for solving independent problems. A variation of such a problem is the search for parameters of additional rays to form a one-dimensionally extended radiation pattern. An analytical algorithm for the formation of a one-dimensionally expanded beam of a linear antenna is proposed and justified, represented as a sum of three narrower partial beams after determining two unknown parameters: the angle of separation of additional beams and the complex amplitude of these beams. Relationships have been obtained that make it possible to reduce the problem of forming an extended beam of a linear antenna to the problem of optimizing the expression for one parameter - the angle of separation of additional beams relative to the central one. It is shown that the second required parameter, the complex amplitude of the additional beam, is determined analytically. It was established that the choice of the required parameters of the optimization problem should be based on the requirements for maximizing the directional coefficient. After solving the optimization problem, the amplitude-phase distribution in the aperture of a linear antenna is represented as a superposition of three amplitude-phase distributions to form the corresponding partial rays. It is shown that the algorithm has limitations associated with the expansion of rays, since the feasibility of the requirements is related to the width of the used partial rays. In this regard, it is indicated that the proposed algorithm should be considered as an integral part of an iterative process, at each step of which additional beam expansion occurs. The results of the implementation of the proposed algorithm when forming several extended beams are presented, which confirm the performance of the proposed algorithm.

Linear antenna; extended beam; amplitude-phase distribution; width of the directivity pattern.

1. Введение. Основная функция фазированной антенной решётки (ФАР) – обеспечение электронного сканирования пространства в пределах зоны ответственности и в заданном диапазоне частот. Сканирование осуществляется путём формирования диаграмм направленности (ДН) – лучей, представляющих собой проекцию поля антенны на сферу бесконечного радиуса. Антенны должны формировать такие лучи, форма которых наилучшим образом способствует решению задач, стоящих перед ФАР. В зависимости от требований, луч может иметь различные коэффициенты расширения. Известно, что для формирования одномерно расширенных лучей необходимо в раскрыве фазированной антенной решетки создавать соответствующее амплитудно-фазовое распределение (АФР), изменяющееся вдоль одного направления. Существует целый ряд простейших способов расширения луча. Наиболее известный из них – использование спадающего к краям раскрыва амплитудного распределения или оконных функций [1–3]. Для ряда распределений взаимосвязь между их параметрами и шириной луча известны. Другой широко известный подход связан с применением фазовых распределений (например, сферической фазовой подставки) [4, 5]. В работах [6, 7] был предложен аналитический метод фазового синтеза для формирования одномерно расширенных лучей. Следует отметить, что использование фазовых распределений для расширения луча наиболее актуально для излучающих антенных решеток. В случае приемных ФАР при их цифровой реализации более удобно использовать управление амплитудным или амплитудно-фазовым распределением. В этом случае для расширения луча можно использовать методы амплитудно-фазового синтеза антенных решеток, некоторые из которых рассмотрены в монографиях [4, 8–12]. В работах [13–16] был предложен метод амплитудно-фазового синтеза, который обеспечивал формирование заданной ДН в ходе добавления к исходной ДН дополнительных узких лучей. Этот подход может быть использован и для реализации простых аналитических алгоритмов расширения ДН в одной плоскости.

Целью работы является разработка алгоритма формирования расширенной ДН, упрощающего совокупность действий, связанных с выбором парциальных излучателей, и максимизация коэффициента направленного действия ФАР.

2. Постановка задачи. В работах [13–16] были предложены методы амплитудно-фазового синтеза, в которых формируемая ДН представлялась в виде суммы парциальных лучей. Новые парциальные лучи добавлялись в ходе итерационного процесса. Эти методы позволяют формировать ДН любой формы. При этом на каждом шаге итерационного алгоритма реализовывался алгоритм поиска неизвестных параметров парциальных лучей. Эти параметры определялись с использованием поисковых алгоритмов.

При формировании расширенного луча можно разработать простой полуаналитический алгоритм поиска параметров парциальных лучей без использования алгоритмов направленного поиска [17–20].

Рассмотрим задачу формирования расширенного луча, состоящего из суперпозиции трех парциальных лучей. В этом случае естественным способом расширения луча является добавление к центральному лучу двух симметричных относительно центрального луча дополнительных лучей. Пусть центральный парциальный луч ориентирован в заданном направлении θ_0 , а два боковых парциальных луча смещены в противоположных относительно центрального луча направлениях на угол θ_1 .

В этом случае результирующее амплитудно-фазовое распределение для формирования расширенного луча будет рассчитываться по формуле

$$\begin{aligned} w(x) &= w_0(x) \left(1 + a \left(\exp(ikx \sin \theta_1) + \exp(-ikx \sin \theta_1) \right) \right) = \\ &= w_0(x) \left(1 + 2a \cos(kx \sin \theta_1) \right), \end{aligned} \quad (1)$$

где $w_0(x)$ – амплитудно-фазовое распределение в раскрыве, обеспечивающее формирование центрального парциального луча в направлении u_0 . Здесь $u = 0,5kL \sin \theta$ – обобщенная координата; k – волновое число; L – размер раскрыва антенны; $u_0 = 0,5kL \sin \theta_0$ – направление максимума формируемой ДН и центрального парциального луча; $u_1 = 0,5kL \sin \theta_1$ – смещение боковых парциальных лучей относительно максимума формируемой ДН; a – амплитуды отклоненных боковых парциальных лучей.

Цель алгоритма состоит в формировании луча заданной ширины за счет оптимизации параметра θ_1 и комплексного коэффициента a , определяющего амплитуду и фазу дополнительных парциальных лучей, при которых будут реализованы требования к максимальному значению коэффициента направленного действия (КНД) и к ширине луча по уровню половинной мощности.

3. Обоснование алгоритма. Пусть ДН парциального луча описывается функцией $f(u-u')$, где u' – направление максимума парциального луча. Тогда ненормированная формируемая ДН описывается суммой:

$$F(u) = f(u-u_0) + a \left(f(u+u_1-u_0) + f(u-u_1-u_0) \right). \quad (2)$$

Норма ДН определяется суммой

$$\|F(u)\| = |F(u_0, a, u_1)| = f(0) + a \left(f(u_1) + f(-u_1) \right) = 1 + a \left(f(u_1) + f(-u_1) \right). \quad (3)$$

При формировании ДН с заданной шириной луча по уровню половинной мощности необходимо потребовать выполнения следующих условий:

$$0,707 |F(u_0, a, u_1)| = f(\pm \Delta) + a \left(f(\pm \Delta + u_1) + f(\pm \Delta - u_1) \right). \quad (4)$$

В выражении (4) и в дальнейшем параметр Δ соответствует направлению, которое отличается от направления максимума ДН u_0 на полуширину луча заданной ДН.

Параметр a с использованием выражений (3) и (4) можно выразить, как функцию от u_1, Δ :

$$\begin{aligned} (1 + a(f(u_1) + f(-u_1)))0,707 &= f(\Delta) + a(f(\Delta + u_1) + f(\Delta - u_1)), \\ a0,707(f(u_1) + f(-u_1)) - (f(\Delta + u_1) + f(\Delta - u_1)) &= f(\Delta) - 0,707, \\ a &= (f(\Delta) - 0,707) \left(0,707(f(u_1) + f(-u_1)) - (f(\Delta + u_1) + f(\Delta - u_1)) \right)^{-1}. \end{aligned} \quad (5)$$

Так как при формировании расширенного луча параметр Δ превышает полуширину центрального парциального луча, то $f(\Delta) < 0,707$, а, следовательно, числитель отношения (5) всегда имеет отрицательный знак. При $u_1 \rightarrow 0$ получаем, что

$$0,707(f(u_1) + f(-u_1)) \xrightarrow{u_1 \rightarrow 0} 1,414; \quad (6)$$

$$(f(\Delta + u_1) + f(\Delta - u_1)) \xrightarrow{u_1 \rightarrow 0} 1,414. \quad (7)$$

Отсюда следует, что при малых углах отклонения боковых парциальных лучей от направления максимума ДН боковые парциальные лучи противофазны центральному парциальному лучу. Однако с увеличением значения u_1 точка $\Delta + u_1$ может принадлежать области первого бокового лепестка, а точки $u_1, -u_1, \Delta - u_1$ – главному лучу. В этом случае знаменатель выражения (5) сначала обращается в нуль, а с дальнейшим ростом u_1 меняет свой знак на отрицательный. Таким образом, множеству значений u_1 могут соответствовать весовые коэффициенты a , при которых парциальные лучи в сумме (2) складываются противофазно или синфазно. В связи с этим следует искать такое значение параметра u_1 , которое является оптимальным. В качестве критерия естественным является максимальное значение КНД или минимальное значение интеграла вида

$$Q = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{|F(u)|^2}{|F(u_0)|^2} d\theta. \quad (8)$$

С учетом полученных ранее соотношений получим выражение

$$Q = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{|f(u - u_0) + af(u - u_0 + u_1) + af(u - u_0 - u_1)|^2}{(1 + 2af(u_1))^2} d\theta, \quad (9)$$

Значение угла θ_1 может быть найдено из решения оптимизационной задачи по критерию минимума (9).

где $f(u - u_0)$, $f(u - u_0 + u_1)$, $f(u - u_0 - u_1)$ – соответственно диаграммы направленности центрального парциального и двух боковых парциальных лучей;

Амплитуду парциальных лучей находим в соответствии с выражением

$$a = (f(\Delta) - 0,707)(0,707(f(u_1) + f(-u_1)) - (f(\Delta + u_1) + f(\Delta - u_1)))^{-1}, \quad (10)$$

где Δ – полуширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности,

Пусть необходимо сформировать ДН ФАР с заданной шириной луча по уровню половинной мощности с помощью трех одинаковых парциальных лучей, первый из которых ориентирован в направлении u_0 , а два других – в направлениях $u_0 + u_1$ и $u_0 - u_1$ соответственно.

Из анализа выражения (9) следует, что минимальное значение числителя достигается в случае несинфазных парциальных лучей. В то же время максимальное значение знаменателя связано с увеличением амплитуд парциальных лучей при условии синфазности всех трех парциальных лучей.

Поиск экстремума (9) может быть осуществлен любым известным методом.

Таким образом, предлагаемый алгоритм формирования расширенной диаграммы направленности фазированной антенной решетки состоит в выполнении следующих действий:

1) выбор значения параметра u_1 , обеспечивающего минимум (9) с учетом того, что параметр a также однозначно связан с величиной u_1 ;

2) расчет параметра a с использованием (10);

3) формирование амплитудно-фазового распределения в раскрыве ФАР в виде суммы (1).

Предложенный алгоритм является основой технологического решения [21], защищенного патентом РФ.

4. Проверка работоспособности алгоритма. Проверка сделанных выводов подтверждается на следующем примере.

Пусть

$$f(u-u') = \frac{\sin(u-u')}{u-u'} \quad (11)$$

Парциальный луч вида (11) формируется с помощью идеальной линейной ФАР.

В случае необходимости более существенного расширения луча предлагаемый алгоритм может использоваться для следующих трех лучей путем повторения перечисленных шагов.

На рис. 1 показан процесс формирования расширенного луча ФАР с шириной 4 градуса отклонённого на $\theta_0 = -30^\circ$ ($\theta_1 = 2,52^\circ$, $a = -1,4774$).

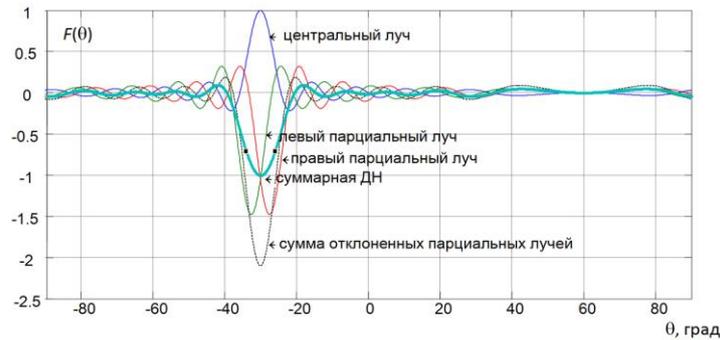


Рис. 1. Процесс формирования расширенного луча ФАР с шириной 4° , отклонённого на $\theta_0 = -30^\circ$ ($\theta_1 = 2,52^\circ$, $a = -1,4774$)

На рис. 2 приведен график, иллюстрирующий поиск минимального значения интеграла от ДН по мощности. Как следует из анализа этого графика, максимальное значение КНД достигается при $\theta_1 = 2,52^\circ$.

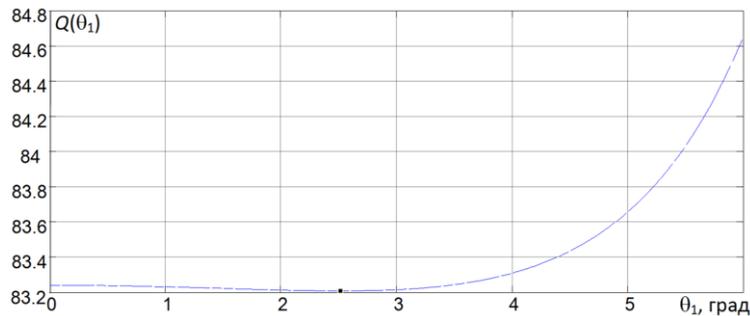


Рис. 2. Поиск минимального значения интеграла от ДН по мощности

На рис. 3 проиллюстрирован процесс формирования расширенного луча линейной ФАР с шириной 5° , отклонённого на угол $\theta_0 = -20^\circ$ ($\theta_1 = 3,97^\circ$, $a = 2,6576$).

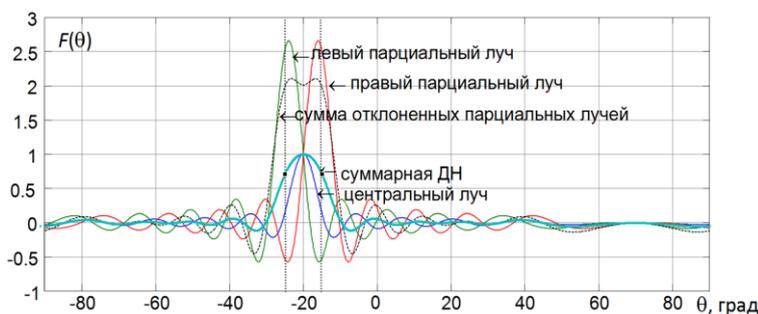


Рис. 3. Процесс формирования расширенного луча линейной ФАР с шириной 5° , отклонённого на угол $\theta_0 = -20^\circ$ ($\theta_1 = 3,97^\circ$, $a = 2,6576$)

Из анализа результатов на рис. 3 следует, что при увеличении заданной ширины луча сумма двух крайних парциальных лучей может содержать два одинаковых экстремума. Очевидно, что при разведении максимумов ширине луча на некоторый угол форма суммарного луча будет искажаться. Сначала суммарный луч будет содержать две вершины. Эта ситуация будет означать, что предел применимости предлагаемого алгоритма достигнут. Проведенные численные исследования показали, что суммарный луч содержит один максимум при условии, что левый и правый парциальные лучи пересекаются по уровню первых нулей луча. Применительно к рассматриваемой антенне это соответствует ширине суммарного луча примерно $13,6$ градусов и смещению левого и правого парциальных лучей на угол $10,2$ градусов относительно центрального луча. Правый и левый лучи при этом пересекаются на уровне «нулей» ДН. Появление двух максимумов ДН говорит о том, что для применения предлагаемого алгоритма необходимо использовать более широкие парциальные лучи.

На рис. 4 изображен поиск максимального КНД линейной ФАР при заданной ширине луча 5° (минимальное значение интеграла от ДН по мощности достигается при $\theta_1 = 3,97^\circ$).

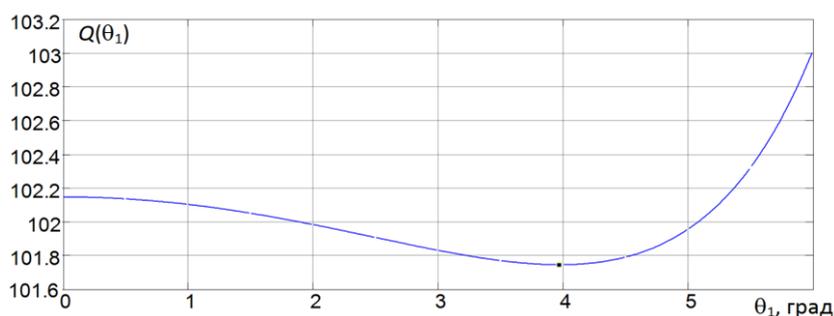


Рис. 4. Поиск максимального КНД линейной ФАР при заданной ширине луча 5° (минимальное значение интеграла от ДН по мощности достигается при $\theta_1 = 3,97^\circ$)

Для выявления особенностей формирования расширенной ДН взята линейная антенна длиной $L = 10\lambda$ и шириной луча по половинной мощности $\Delta = 4^\circ$. Полуширина парциального луча по уровню половинной мощности составляет $0,5 \cdot 50,8\lambda / L = 2,54^\circ$, а по уровню нуля – $0,5 \cdot 114,4\lambda / L = 5,74^\circ$.

На рис. 5 приведена зависимость амплитуды отклоненных парциальных лучей от смещения парциального луча $a(u_1)$.

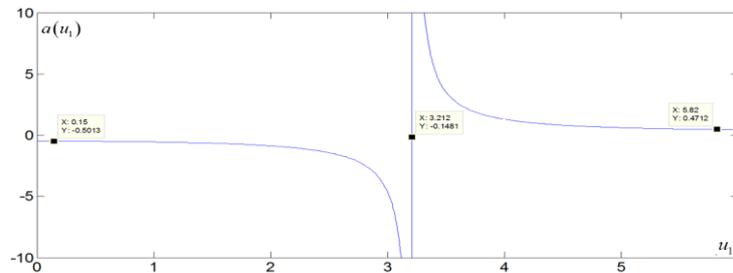


Рис. 5. Зависимость амплитуды отклоненных парциальных лучей от смещения

Сопоставление представленной на рисунке 5 зависимости и ширины парциальных лучей показывает, что неопределенность зависимости, описываемой выражением (7), которой соответствует вертикальная асимптота при $\theta_1 = 3,21^\circ$, возникает в области первого бокового лепестка парциального луча, смещенного в направлении $\theta_1 = -3,21^\circ$.

На рис. 6 представлена ДН с лучами одинаковой ширины.

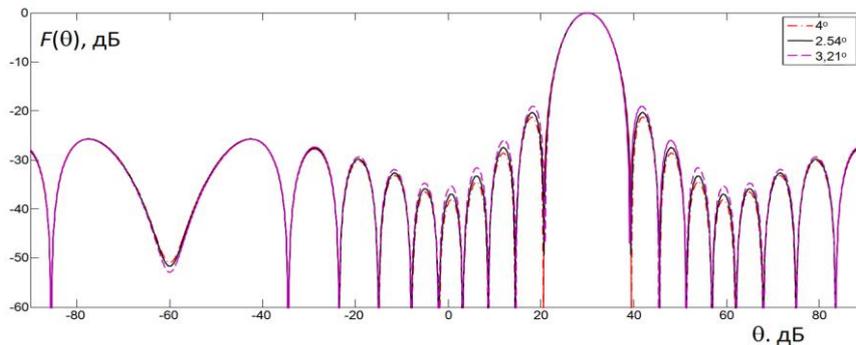


Рис. 6. Расширенные ДН с лучами одинаковой ширины при разных значениях параметра θ_1

Выводы. Проведенные исследования показывают возможность формирования расширенных лучей в линейной антенне с использованием аналитической процедуры, состоящей в том, что при использовании для формирования парциальных лучей амплитудно-фазового распределения $w_0(x) = |w_0(x)| \exp(ikx \sin \theta_0)$, а величина углового смещения двух парциальных лучей θ_1 определяется из условия минимизации (9), а окончательное амплитудно-фазовое распределение – по формуле (1). При этом в отличие от известных методов формирования ДН несколькими парциальными лучами обеспечивается достижение максимального КНД. Пред-

лагаемый алгоритм может использоваться до тех пор, пока суммарный луч имеет одну вершину. Это условие выполняется, если угол между правым и левым парциальными лучами не превышает ширины парциальных лучей по уровню нулей.

Таким образом, представленный алгоритм отличается от известных операций выбора оптимального значения параметра θ_1 . Приведенные результаты демонстрируют работоспособность алгоритма и простоту его реализации. По сложности данный алгоритм сопоставим с алгоритмом формирования расширенного луча, приведенным в работе [6], однако, имеет ограничения, связанные с шириной формируемой ДН. В случае необходимости предложенный алгоритм можно использовать повторно для более существенного расширения лучей.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радиотехника. 2003. – 632 с.
2. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов. – М.: Техносфера. 2014. – 112 с.
3. Айзенберг Г.З., Терёшин О.М., Ямпольский В.Г. Антенны УКВ. Т. 2. – М.: Связь, 1997. – 288 с.
4. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. – М.: Энергия. 1975. – 528 с.
5. Kautz G.M. Phase-only shaped beam synthesis via technique of approximated beam addition // IEEE Trans. on Antennas and Prop. – 1999. – Vol. 47, May 5. – P. 887-894.
6. Грибанов А.Н. Эффективный метод фазового синтеза одномерно расширенных лучей в фазированной антенной решетке // Антенны. – 2007. – № 6 (121). – С. 26-29.
7. Грибанов А.Н., Мосейчук Г.Ф., Титов А.Н. Фазовый синтез расширенных лучей ФАР методом веерных парциальных диаграмм // Антенны. – 2008. – № 9 (136). – С. 15-20.
8. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем (теория и методы расчета). – М.: Сов. радио, 1974. – 232 с.
9. Зелкин Е.Г., Соколов В.Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрывом. – М.: Сов. Радио. 1980. – 296 с.
10. Минкович Б.М., Яковлев В.П. Теория синтеза антенн. – М.: Советское радио. 1969. – 296 с.
11. Зелкин Е.Г., Кравченко В.Ф. Задачи синтеза антенн и новые методы их решения. Кн. 1. – М.: ИПРЖР. 2002. – 72 с.
12. Зелкин Е.Г. Построение излучающей системы по заданной диаграмме направленности. – М.: Госэнергоиздат. 1963. – 272 с.
13. Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Шацкий В.В. Метод амплитудно-фазового синтеза антенной решетки на основе управления веером неидентичных парциальных лучей // Радиотехника и электроника. – 2017. – Т. 62, № 10. – С 955-963. – DOI: 10.30898/1684-1719.2018.8.8.
14. Litvinov A.V., Mishchenko S.E., Shatsky V.V., Shelkopyasov S.A. Method of amplitude-phase synthesis the planar antenna arrays on the principle of the partial beams with adjustable beamwidth // 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, Russia, 2017. – P. 331-333. – DOI: 10.1109/RSEMW.2017.8103665.
15. Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Шацкий В.В. Метод фазового синтеза антенной решетки по принципу управления пространственными положениями парциальных лучей // Антенны. – 2014. – № 7. – С. 23-29.
16. Безуглов А.А., Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Шацкий В.В. Метод многокритериального синтеза антенных решеток на основе функционала энергетической оптимизации и управления веером парциальных лучей // Радиотехника и электроника. – 2018. – Т. 63, № 7. – С. 711-719. – DOI: 10.1134/S0033849418070045.
17. Карпенко А.П. Современные алгоритмы поисковой оптимизации. Алгоритмы, вдохновленные природой. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2014. – 272 с.
18. Назаров А.Н., Лоскутов А.И. Нейросетевые алгоритмы прогнозирования и оптимизации систем. – СПб.: Наука и техника. 2003. – 384 с.

19. Cen L., Yu Z.L., Ser W., and Cen W. Linear Aperiodic Array Synthesis Using an Improved Genetic Algorithm // IEEE Trans. On Antennas and Propagation. – 2012. – Vol. 60, No. 2. – P. 895-902.
20. Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. – М.: Горячая линия – Телеком. 2006. – 452 с.
21. Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Помысов А.С., Шацкий В. В., Шелкоплясов С.А. Способ формирования расширенной диаграммы направленности фазированной антенной решетки // Патент РФ № 2644456, МПК H01Q 3/26, приор. 30.12.2016 г., опубл. 12.02.2018 г. Бюл. № 5.

REFERENCES

1. Ustroystva SVCh i antennoy. Proektirovanie fazirovannykh antennoy reshetok [Microwave devices and antennas. Design of phased array antennas], ed. by D.I. Voskresenskogo. Moscow: Radiotekhnika. 2003, 632 p.
2. Dvorkovich V.P., Dvorkovich A.V. Okonnye funktsii dlya garmonicheskogo analiza signalov [Window functions for harmonic signal analysis]. Moscow: Tekhnosfera. 2014, 112 p.
3. Ayzenberg G.Z., Tereshin O.M., Yampol'skiy V.G. Antenny UKV [Antennas VHF]. T. 2. Moscow: Svyaz', 1997, 288 p.
4. Markov G.T., Sazonov D.M. Antenny [Antennas]. Moscow: Energiya. 1975, 528 p.
5. Kautz G.M. Phase-only shaped beam synthesis via technique of approximated beam addition, *IEEE Trans. on Antennas and Prop.*, 1999, Vol. 47, May 5, pp. 887-894.
6. Gribanov A.N. Effektivnyy metod fazovogo sinteza odnomerno rasshirennykh luchey v fazirovannoy antennoy reshetke [An effective method for phase synthesis of one-dimensionally expanded beams in a phased antenna array], *Antenny [Antennas]*, 2007, No. 6 (121), pp. 26-29.
7. Gribanov A.N., Moseychuk G.F., Titov A.N. Fazovyy sintez rasshirennykh luchey FAR metodom veerennykh partsial'nykh diagramm [Phase synthesis of extended phased array beams using the partial fan diagram method], *Antenny [Antennas]*, 2008, No. 9 (136), pp. 15-20.
8. Bakhrakh L.D., Kremenetskiy S.D. Sintez izluchayushchikh sistem (teoriya i metody rascheta) [Synthesis of radiating systems (theory and calculation methods)]. Moscow: Sov. radio, 1974, 232 p.
9. Zelkin E.G., Sokolov V.G. Metody sinteza antenn: Fazirovannyye antennoye reshetki i antennoye nepreryvnoye raskryvnoye [Antenna synthesis methods: Phased array antennas and continuous aperture antennas]. Moscow: Sov. Radio. 1980, 296 p.
10. Minkovich B.M., Yakovlev V.P. Teoriya sinteza antenn [Antenna synthesis theory]. Moscow: Sovetskoe radio. 1969, 296 p.
11. Zelkin E.G., Kravchenko V.F. Zadachi sinteza antenn i novyye metody ikh resheniya [Antenna synthesis problems and new methods for solving them]. Book 1. Moscow: IPRZhR. 2002, 72 p.
12. Zelkin E.G. Postroyeniye izluchayushchey sistemy po zadannoy diagramme napravlennoy [Construction of a radiating system according to a given radiation pattern]. Moscow: Gosenergoizdat. 1963, 272 p.
13. Litvinov A.V., Mishchenko S.E., Shatskiy V.V. Metod amplitudno-fazovogo sinteza antennoy reshetki na osnove upravleniya veerom neidentichnykh partsial'nykh luchey [Method of amplitude-phase synthesis of an antenna array based on control of a fan of non-identical partial beams], *Radiotekhnika i elektronika [Radiotekhnika i elektronika]*, 2017, Vol. 62, No. 10, pp. 955-963. DOI: 10.30898/1684-1719.2018.8.8.
14. Litvinov A.V., Mishchenko S.E., Shatskiy V.V., Shelkoplyasov S.A. Method of amplitude-phase synthesis the planar antenna arrays on the principle of the partial beams with adjustable beam-width, *2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, Russia, 2017*, pp. 331-333. DOI: 10.1109/RSEMW.2017.8103665.
15. Litvinov A.V., Mishchenko S.E., Shatskiy V.V. Metod fazovogo sinteza antennoy reshetki po printsipu upravleniya prostranstvennyimi polozheniyami partsial'nykh luchey [Method of phase synthesis of an antenna array based on the principle of controlling the spatial positions of partial beams], *Antenny [Antennas]*, 2014, No. 7, pp. 23-29.

16. *Bezuglov A.A., Litvinov A.V., Mishchenko S.E., Shatskiy V.V.* Metod mnogokriterial'nogo sinteza antennykh reshetok na osnove funktsionala energeticheskoy optimizatsii i upravleniya veerom partial'nykh luchey [Method of multicriteria synthesis of antenna arrays based on the functional of energy optimization and control of a fan of partial rays], *Radiotekhnika i elektronika* [Radiotekhnika I elektronika], 2018, Vol. 63, No. 7, pp. 711-719. DOI: 10.
17. *Karpenko A.P.* Sovremennye algoritmy poiskovoy optimizatsii. Algoritmy, vdokhnovlennyye prirodoy [Modern search engine optimization algorithms. Algorithms inspired by nature]. Moscow: Izd-vo MGTU im. N.E. Bauman, 2014, 272 p.
18. *Nazarov A.N., Loskutov A.I.* Neyrosetevyye algoritmy prognozirovaniya i optimizatsii system [Neural network algorithms for forecasting and optimization of systems]. Saint Petersburg: Nauka i tekhnika. 2003, 384 p.
19. *Cen L., Yu Z.L., Ser W., and Cen W.* Linear Aperiodic Array Synthesis Using an Improved Genetic Algorithm, *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, 2012, Vol. 60, No. 2, pp. 895-902.
20. *Rutkovskaya D., Pilin'skiy M., Rutkovskiy L.* Neyronnyye seti, geneticheskie algoritmy i nechetkie sistemy [Neural networks, genetic algorithms and fuzzy systems]. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom. 2006, 452 p.
21. *Litvinov A.V., Mishchenko S.E., Pomysov A.S., Shatskiy V.V., Shelkopyasov S.A.* Sposob formirovaniya rasshirennoy diagrammy napravlenosti fazirovannoy antennoy reshetki [Method for forming an extended radiation pattern of a phased array antenna]. Patent RF No. 2644456, МРК Н01Q 3/26, prior. 30.12.2016 g., published 12.02.2018. Bull. No. 5.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Д.Д. Габриэлян.

Шелкоплясов Сергей Александрович – Южный федеральный университет; e-mail: shelksa@yandex.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +79888918482; кафедра антенн и радиопередающих устройств; аспирант.

Shelkopyasov Sergey Alexandrovich – Southern Federal University; e-mail: shelksa@yandex.ru; Taganrog, Russia; phone: +79888918482; The department of antennas and radio transmitters; post-graduate student.

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ РУКОПИСЕЙ

1. Объем статьи должен быть не менее 12 и не более 18 страниц. Формат (А 4). Редактор **Word 7 for Windows**, шрифт Times New Roman, размер 14, интервал 1,5. Авторы представляют в редакцию 1 экз. статьи и идентичный электронный вариант.

2. Названию статьи предшествует индекс УДК, соответствующий заявленной теме.

3. Текст статьи начинается с названия статьи (на русском и английском языках), фамилии, имени и отчества автора (полностью) и снабжается аннотацией на русском и английском языках объемом **не менее 250-300 слов**. В тексте аннотации указывается цель, задачи исследования и краткие выводы. В аннотации **не следует** давать ссылку на номер публикации в списке литературы к статье. После аннотаций приводятся ключевые слова (словосочетания), несущие в тексте основную смысловую нагрузку (на русском и английском языках).

4. В тексте статьи следует использовать минимальное количество таблиц и иллюстраций. Рисунок должен иметь объяснения значений всех компонентов, порядковый номер, название, расположенное под рисунком. В тексте на рисунок дается ссылка. Таблица должна иметь порядковый номер, заголовок, расположенный над ней. Данные таблиц и рисунков не должны дублировать текст. Формулы должны быть набраны **в редакторе формул Word 7 for Windows**.

5. Цитаты тщательно сверяются с первоисточником и визируются автором на обратной стороне последней страницы: "Цитаты и фактический материал сверены". Подпись, дата.

6. Наличие пристатейного библиографического списка на русском и английском языках обязательно. **Ссылок должно быть не менее 20-ти**, из них на зарубежные источники – не менее 35 %. В тексте ссылки должны быть в квадратных скобках.

Примеры оформления литературы: а) для книг: фамилия, инициалы автора(ов), полное название книги, место, год издания, страницы; б) для статей: фамилия и инициалы автора(ов), полное название сборника, книги, газеты, журнала, где опубликована статья, место и год издания (сборника, книги), номер (для журнала), год и дата (для газеты), выпуск, часть (для сборника), страницы, на которых опубликована статья. Иностранная литература оформляется по тем же правилам.

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

7. Рукопись должна быть тщательно вычитана. Редакционная коллегия оставляет за собой право при необходимости сокращать статьи, редактировать и отсылать авторам на доработку.

8. Статьи сопровождаются сведениями об авторе(ах) (фамилия, имя, отчество, ученое звание, должность, место работы, адрес, электронный адрес и номер телефона) на русском и английском языках.

9. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

Адрес журнала в Интернете: <http://izv-tn.tti.sfedu.ru/>.