

ВЕСТНИК

Воронежского государственного технического университета



- РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ
- МАШИНОСТРОЕНИЕ И МАШИНОВЕДЕНИЕ
- ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И УПРАВЛЕНИЕ

**ФГБОУ ВО «ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ»**

ВЕСТНИК

**Воронежского государственного
технического университета**

Том 21 № 2 2025 г.

Основан в апреле 2000 г.

ВЕСТНИК ВОРОНЕЖСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (регистрационный номер ПИ № ФС 77 – 74159 от 02.11.2018).

Учредитель: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»

Подписной индекс в Объединенном каталоге «Пресса России» - 41891.

Журнал «Вестник Воронежского государственного технического университета» 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.

Журнал выходит четыре раза в год

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Главный редактор В.Р. Петренко, д-р техн. наук – Воронеж

Заместитель главного редактора И.Г. Дроздов, д-р техн. наук – Воронеж

Ответственный секретарь С.А. Малукова – Воронеж

ЧЛЕНЫ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ:

В.Н. Бурков – д-р техн. наук – Москва;
Д.А. Новиков – д-р техн. наук – Москва;
С. Лухан-Мора – проф. – Испания;
А.К. Погодаев – д-р техн. наук – Липецк;
А.Ф. Тузовский – д-р техн. наук – Москва;
С.Л. Подвальный – д-р техн. наук – Воронеж;
В.Л. Бурковский – д-р техн. наук – Воронеж;
В.В. Куц – д-р техн. наук – Курск;
А.Г. Ивахненко – д-р техн. наук – Курск;
В.П. Смоленцев – д-р техн. наук – Воронеж;
С.Г. Бишутин – д-р техн. наук – Брянск;
В.Ф. Селиванов – д-р техн. наук – Воронеж;
О.Н. Кириллов – д-р техн. наук – Воронеж;
О.Ю. Макаров – д-р техн. наук – Воронеж;
В.П. Пашинцев – д-р техн. наук – Ставрополь;
Ю.Г. Пастернак – д-р техн. наук – Воронеж;
А.В. Ашихмин – д-р техн. наук – Воронеж;
П.П. Чураков – д-р техн. наук – Пенза;
А.А. Гладких – д-р техн. наук – Ульяновск;
А.В. Башкиров – д-р техн. наук – Воронеж

Ответственность за подбор и изложение фактов, цитат, статистических данных и прочих сведений несут авторы публикаций. Статьи, поступающие в редакцию, рецензируются. Мнение редакции может не совпадать с мнением авторов материалов. При перепечатке статей ссылка на журнал обязательна.

Адрес редакции: 394026, Воронежская обл., г. Воронеж, Московский пр-т, д. 14, к. 211

Телефон: +7 (473) 278-38-89

E-mail: vestnik@vorstu.ru

Издатель: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»

Адрес издателя: 394006, Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84

© ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2025

12+

BULLETIN OF VORONEZH STATE TECHNICAL UNIVERSITY

The journal is registered by the Federal service for supervision of communications, information technology, and mass media (registration number PI № FS 77 – 74159 02 November 2018)

Founder: Federal State State-Financed Comprehensive Institution of High Education “Voronezh State Technical University”

Subscription index in the United catalog “Russian Press” - 41891.

The journal “Bulletin of Voronezh State Technical University” is included into the list of peer-reviewed editions in which the results of dissertations for obtaining degrees of a Full Doctor and PhD are published.

The journal is published four times a year

EDITORIAL BOARD:

Editor-in-Chief V.R. Petrenko, Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh

Deputy Editor-in-Chief I.G. Drozdov, Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh

Executive secretary S.A. Malyukova – Voronezh

MEMBERS OF EDITORIAL BOARD:

V.N. Burkov – Dr. Sc. (Tech.) – Moscow;
D.A. Novikov – Dr. Sc. (Tech.) – Moscow;
Sergio Lujan Mora – Professor – Spain;
A.K. Pogodaev – Dr. Sc. (Tech.) – Lipetsk;
A.F. Tuzovskiy – Dr. Sc. (Tech.) – Moscow;
S.L. Podvalny – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
V.L. Burkovskiy – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
V.V. Kuts – Dr. Sc. (Tech.) – Kursk;
A.G. Ivakhnenko – Dr. Sc. (Tech.) – Kursk;
V.P. Smolentsev – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
S.G. Bishutin – Dr. Sc. (Tech.) – Bryansk;
V.F. Selivanov – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
O.N. Kirillov – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
O.Yu. Makarov – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
V.P. Pashintsev – Dr. Sc. (Tech.) – Stavropol;
Yu.G. Pasternak – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
A.V. Ashihmin – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
P.P. Churakov – Dr. Sc. (Tech.) – Penza;
A.A. Gladkikh – Dr. Sc. (Tech.) – Ulyanovsk;
A.V. Bashkirov – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh

The authors of publications are responsible for the selection and presentation of facts, quotations, statistics and other information. The articles coming to the editorial office are reviewed. The opinion of the editors may not coincide with the opinion of the authors of the materials. When reprinting articles, the link to the journal is obligatory.

Address: 394026, Voronezh Oblast, Voronezh, Moskovskiy prospekt, 14, office 211

Phone number: +7 (473) 278-38-89

E-mail: vestnik@vorstu.ru

Publisher: Federal State State-Financed Comprehensive Institution of High Education “Voronezh State Technical University”

Publisher address: 394006, Voronezh, 20-letiya Oktyabrya str., 84

© Voronezh State Technical University, 2025

12+

СОДЕРЖАНИЕ

Информатика, вычислительная техника и управление

Повышение производительности массово-параллельных СУБД с помощью адаптивного партиционирования данных А.Е. Карачевцев, А.Д. Данилов, М.О. Саввин.....	7
Методы глубокого обучения для сегментации опухоли головного мозга А.А. Шумачков	12
Гибридная модель прогнозирования состояния потенциально опасного технологического процесса И.Н. Волков, В.Л. Бурковский.....	20
Нечеткий муравьиный алгоритм для оптимизации маршрутов судов в Белом море Н.В. Кошуняева, А.Г. Тутыгин.....	26
Алгоритм восстановления совершенных нормальных форм булевых функций А.А. Акинин, Ю.С. Акинина, Д.Д. Свиноухов	34
Моделирование и исследование транспортных потоков в интеллектуальной системе координированного управления дорожным движением А.Е. Обухова, Е.М. Васильев.....	41
Решение задачи кластеризации векторных представлений регулярных выражений Л.А. Демидова, Н.А. Морошкин.....	50
Оценка индекса биоразнообразия Шеннона флоры лесов междуречья Оби и Иртыша с использованием нечетких множеств В.Р. Цибульский, Д.А. Говорков.....	60
Управление доступом человека-оператора к работе с технологическим процессом на примере полимеризации бутадиена И.А. Авцинов, А.С. Суровцев, Я.А. Туровский.....	68
Цифровое моделирование стохастического объекта на основе непрерывных дробей С.Г. Гутова, М.А. Новосельцева, Е.С. Копылова, М.Р. Прошкина.....	74
Алгоритм оптимизации тестов контроля цифровых схем Г.В. Петрухнова, Е.В. Попова, Д.С. Ожерельев.....	81
Основные аспекты учета темпоральных данных при проектировании аналитической информационной системы Е.В. Колыхалова.....	87
Разработка алгоритма выбора паттерна API с учетом имеющихся требований к информационному обмену П.В. Попцов, А.В. Козлова.....	91
Моделирование стабилизированного теплообмена в потоке при граничном условии третьего рода О.А. Дорохова, И.Л. Батаронов, Т.В. Пашнева, И.М. Семилетов, С.А. Антипов.....	100

Радиотехника и связь

Потенциальная точность местоопределения источников радиоизлучения однопозиционным разностно-доплеровским методом Ю.О. Пшеничный, С.Л. Иванов, Ю.В. Литвиненко.....	105
Математическая модель юстировки магнитной фокусирующей системы протяженного типа А.А. Швачко, А.А. Потапов.....	111
Антенна на основе метаматериала для сканирования сектора пространства А.В. Останков, Е.Г. Хрипунов.....	116

Антенна Уда-Яги с активным элементом в виде рупора Е.Е. Воронов, Е.Д. Егорова, Е.А. Ищенко, А.Е. Медведев, Д.В. Пацев, С.М. Фёдоров...	126
Анализ протоколов связи для автономных беспилотных летательных аппаратов, выполняющих совместный полет В.А. Довгаль.....	131
Микрополосковый полосовой фильтр со встроенными ФНЧ и РФ для улучшения подавления паразитных полос пропускания А.Е. Рудь, А.В. Гречишкин, Л.Э. Черноиванов.....	139
Способ демодуляции сигналов с двоичной фазовой манипуляцией А. Н. Глушков, К. Р. Частухин, Ю.В. Литвиненко, Д.Г. Пантенков.....	144
Особенности построения систем автоматической регулировки усиления в радиоприемниках с цифровой обработкой сигналов Ю.М. Беляев, Р.И. Буров, А.И. Гревцев, В.В. Капитанов, М.Л. Паринов.....	149
Технические решения по повышению эффективности применения сети метеорной связи И.Л. Скрипник, С.Г. Ивахнюк.....	154
Основные принципы разработки топологии при проектировании печатных плат с высокоскоростными цифровыми интерфейсами О.Н. Чирков, А.П. Хрипунков.....	161
Двухчастотная рамочная антенна с дипольными излучателями Е.А. Ищенко, А.Е. Медведев, Д.В. Пацев, Д.К. Проскурин, Н.С. Решетов, С.М. Фёдоров.....	169
Разработка модели планарного трансформатора с применением аддитивных технологий и проверкой на модальный анализ И.С. Бобылкин, А.М. Безрукавый	173
Оценка канала связи для OFDM систем с использованием методов глубокого обучения О.Н. Чирков, Д.С. Мацокин, А.Г. Халдобин.....	177
Полноразмерная антенна Choke Ring для GPS-GLONASS с рабочей полосой частот от 1.55 ГГц до 1.62 ГГц Р.М. Ляпунов, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, Н.Б. Смольянов...	182
Анализ параметров аналого-цифрового преобразования сигнального радиопрофиля для определения эффективности корреляционного анализа М.Ю. Никольшин, К.А. Бойков.....	187
Выявление онкологических заболеваний молочной железы электродинамическим методом Е.А. Ищенко, С.М. Федоров, Е.Д. Егорова, Д.А. Новиков, Ю.С. Цимбалист, Е.А. Тоцкая.....	195
Методы снижения вычислительной сложности в задаче оценки канала связи для систем OFDM с использованием нейронных сетей О.Н. Чирков, М.С. Скрипниченко, М.Н. Тамбовцев.....	200
Ускоренная синхронизация M-последовательностей А.В. Бобровников, А.С. Силин.....	207
Машиностроение и машиноведение	
Комбинированная гофрированная панель для турбовентиляторного двигателя В.И. Максименков, М.В. Молод, М.И. Бояринцева.....	212

CONTENTS

Informatics, computer engineering and control

Productivity improvement of mass-parallel DBMS with adaptive data partitioning A.E. Karachevtsev, A.D. Danilov, M.O. Savvin	7
Deep learning methods for brain tumor segmentation A.A. Shumachkov.....	12
Hybrid model for forecasting the state of a potentially hazardous technological process I.N. Volkov, V.L. Burkovskiy.....	20
Fuzzy ant algorithm for optimizing ship routes in The White Sea N.V. Koshunyaeva, A.G. Tutygin.....	26
Algorithm of the perfect normal forms of boolean functions recovering A.A. Akinin, Yu.S. Akinina, D.D. Svinoukhov.....	34
Modeling and research of traffic flows in intelligent system of coordinated road traffic control A.E. Obukhova, E.M. Vasil'ev.....	41
Solving the problem of clustering vector representations of regular expressions L.A. Demidova, N.A. Moroshkin.....	50
Assessment of the Shannon biodiversity index of the forest flora of the Ob and Irtysh interriver area using fuzzy sets V.R. Tsibulskiy, D.A. Govorkov.....	60
Control of human operator's access to work with technological process based on the example of butadiene polymerization I.A. Avtsinov, A.S. Surovtsev, Ya.A. Turovskiy.....	68
Digital modeling of a stochastic object based on continued fractions S.G. Gutova, M.A. Novosel'tseva, E.S. Kopylova, M.R. Proshkina.....	74
Algorithm for digital circuit control tests optimizing G.V. Petrukhnova, E.V. Popova, D.S. Ozherel'ev.....	81
Main aspects of accounting for temporal data when designing an analytical information system E.V. Kolykhalova.....	87
Development of an algorithm for selecting an API integration pattern suitable for different existing requirements P.V. Poptsov, A.V. Kozlova.....	91
Simulation of stabilized heat transfer in a flow under a boundary condition of the third kind O.A. Dorokhova, I.L. Bataronov, T.V. Pashneva, I.M. Semiletov, S.A. Antipov.....	100

Radio engineering and communication

Potential accuracy of radio source location by means of single-position diverge-doppler method Yu.O. Pshenichnyy, S.L. Ivanov, Yu.V. Litvinenko.....	105
Mathematical model of alignment magnetic focusing system of the extended type A.A. Shvachko, A.A. Potapov.....	111
Metamaterial based antenna for scanning a sector of space A.V. Ostankov, E.G. Khripunov.....	116
Uda-Yagi antenna with an active element in the form of a horn E.E. Voronov, E.D. Egorova, E.A. Ishchenko, A.E. Medvedev, D.V. Patsev, S.M. Fedorov...	126
Analyzing communication protocols for autonomous unmanned aerial vehicles performing cooperative flight V.A. Dovgal.....	131

Embedding LPF and NF in a microstrip bandpass filter to improve the suppression of parasitic bandwidths A.E. Rud, A.V. Grechishkin, L.E. Chernov	139
Method for demodulating signals with binary phase-shift keying A.N. Glushkov, K.R. Chastukhin, Yu.V. Litvinenko, D.G. Pantenkov	144
Features of building automatic gain control systems in radios with digital signal processing Yu.M. Belyaev, R.I. Burov, A.I. Grevtsev, V.V. Kapitanov, M.L. Parinov	149
Technical solutions to improve the efficiency of the meteor communication network I.L. Skripnik, S.G. Ivakhnyuk	154
Basic principles of topology development in the design of circuit boards with high-speed digital interfaces O.N. Chirkov, A.P. Khripunkov	161
Dual-frequency loop antenna with dipole radiators E.A. Ishchenko, A.E. Medvedev, D.V. Patsev, D.K. Proskurin, N.S. Reshetov, S.M. Fyedorov	169
Developing a planar transformer model using additive technologies and modal analysis testing I.S. Bobylkin, A.M. Bezrukavy	173
Channel estimation for OFDM systems using deep learning methods O.N. Chirkov, D.S. Matsokin, A.G. Haldobin	177
Full-size Choke Ring antenna for GPS-GLONASS with an operational frequency band from 1.55 GHz to 1.62 GHz R.M. Lyapunov, Yu.G. Pasternak, V.A. Pentyurin, D.K. Proskurin, N.B. Smol'yanov	182
Analysis of the parameters of the analog -to-digital conversion of the signal radio profile for its correlation analysis M.Yu. Nikol'shin, K.A. Boykov	187
Detection of breast cancer by electrodynamic method E.A. Ishchenko, S.M. Fyedorov, E.D. Egorova, D.A. Novikov, Yu.S. Tsimbalist, E.A. Totskaya	195
Methods for reducing computational complexity in the task of estimating the communication channel for OFDM systems using neural networks O.N. Chirkov, M.S. Skripnichenko, M.N. Tambovtsev	200
Accelerated synchronization of M-sequences A.V. Bobrovnikov, A.S. Silin	207
Mechanical engineering and science of machines	
Combined corrugated panel for turbofan engine V.I. Maksimenkov, M.V. Molod, M.I. Boyarintseva	212

Информатика, вычислительная техника и управление

DOI 10.36622/1729-6501.2025.21.2.001

УДК 004.65

ПОВЫШЕНИЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ МАССОВО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ СУБД С ПОМОЩЬЮ АДАПТИВНОГО ПАРТИЦИОНИРОВАНИЯ ДАННЫХ

А.Е. Карачевцев, А.Д. Данилов, М.О. Саввин

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается актуальная проблема перекоса данных (data skew) в массово-параллельных системах управления базами данных (МРР-СУБД), в частности на примере Greenplum. Перекос данных приводит к существенному дисбалансу нагрузки между узлами кластера и, как следствие, к снижению общей производительности системы. Для решения этой проблемы предложен новый гибридный алгоритм адаптивного партиционирования. Данный алгоритм сочетает в себе методы машинного обучения, а именно градиентный бустинг с использованием XGBoost для прогнозирования так называемых «горячих» ключей, которые являются причиной перекоса, и динамическое перераспределение данных между узлами кластера для балансировки нагрузки. Реализация предложенного алгоритма осуществлена в экосистеме Greenplum с применением библиотеки машинного обучения Apache MADlib для прогнозирования и инструмента управления ресурсами GPRResourceManager для динамического управления данными и нагрузкой. Экспериментальная оценка эффективности метода проводилась на тестовом наборе данных TPC-DS объемом 1 ТБ. Результаты экспериментов подтвердили высокую эффективность разработанного подхода: уровень перекоса данных был снижен с исходных 35 % до 8 %, время выполнения запросов сократилось на 37 %, а загрузка центрального процессора (CPU) узлов кластера оптимизирована до 88 %. Отмечены также ограничения метода, связанные с увеличением сетевой нагрузки на 15 % и зависимостью эффективности от наличия репрезентативных исторических данных для обучения модели машинного обучения

Ключевые слова: партиционирование, перекос данных, машинное обучение, Greenplum, балансировка нагрузки, гибридный алгоритм

Введение

Современные системы управления базами данных с массово-параллельной обработкой (МРР-СУБД), такие как Greenplum, Teradata и Amazon Redshift, стали основой для анализа больших данных в условиях экзабайтных объемов информации. Однако ключевой проблемой, ограничивающей эффективность таких систем, остается эффект перекоса данных (data skew) — неравномерное распределение информации между узлами, приводящее к дисбалансу нагрузки, простаиванию ресурсов и увеличению времени выполнения запросов.

Актуальность решения этой проблемы возрастает в контексте обработки гетерогенных данных, где отдельные ключи партиционирования (например, идентификаторы пользователей, геолокации) могут иметь аномально высокую частоту встречаемости. Например, в социальных сетях боты генерируют на порядки больше событий, чем обычные пользователи, а в IoT-системах данные с некоторых датчиков поступают в режиме реального времени, создавая

«горячие» партиции. Традиционные методы партиционирования (хеш-функции, диапазонное распределение) не адаптируются к таким сценариям, требуя ручной настройки, что делает их непригодными для динамически меняющихся рабочих нагрузок.

Целью данной работы является разработка адаптивного алгоритма партиционирования, сочетающего методы машинного обучения (ML) и динамического перераспределения данных для минимизации skew-эффекта в МРР-СУБД. В отличие от существующих статических подходов, предложенное решение автоматически анализирует распределение данных и перераспределяет их между узлами, обеспечивая сбалансированную нагрузку.

Анализ методов партиционирования в МРР-СУБД

Партиционирование данных в МРР-СУБД играет критическую роль в обеспечении высокой производительности за счет параллельной обработки запросов [1].

Одним из ключевых факторов, усугубляющих проблему перекоса данных, является динамический характер современных рабочих

нагрузок. В таких сценариях, как обработка потоковых данных IoT-устройств или анализ социальных сетей, распределение ключей партиционирования может резко меняться в течение короткого времени. Например, всплеск активности пользователей в определенном регионе или аномалии в работе датчиков способны создать локальные «горячие точки», которые традиционные статические методы партиционирования не успевают компенсировать. Это приводит к дисбалансу нагрузки даже в системах, изначально спроектированных с учетом равномерного распределения. Для решения подобных задач требуются адаптивные алгоритмы, способные анализировать изменения в режиме реального времени и автоматически корректировать схему распределения данных.

Современные MPP-СУБД, такие как Greenplum и Teradata, используют три основных подхода к партиционированию данных [2].

Хеш-партиционирование основано на применении хеш-функции к ключу партиционирования (например, `user_id`), что теоретически обеспечивает равномерное распределение данных (рис. 1). Однако данный метод демонстрирует чувствительность к аномалиям, таким как дублирование ключей или концентрация данных вокруг «горячих» значений. Например, в социальных сетях активность ботов может создавать перекося в 70 % записей на отдельных узлах [3].

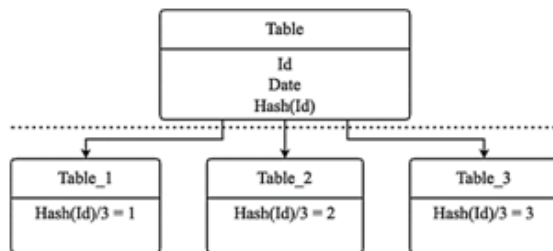


Рис. 1. Хеш-партиционирование на основе хеш-функции

Диапазонное партиционирование предполагает разделение данных по интервалам значений (например, временные периоды или географические регионы). Этот метод оптимален для запросов с предикатами диапазона (BETWEEN), но подвержен перекося при неравномерном распределении данных (рис. 2). Например, 80 % записей могут попадать в один временной интервал, что приводит к дисбалансу нагрузки [4].

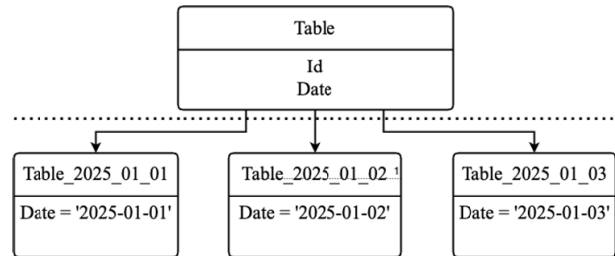


Рис. 2. Диапазонное партиционирование таблицы по временным периодам

Анализ промышленных реализаций выявил ряд проблем, связанных с современными методами партиционирования.

Статичность алгоритмов — большинство методов не адаптируются к изменяющимся паттернам данных. Например, хеш-функция, настроенная на этапе проектирования системы, теряет эффективность при появлении новых «горячих» ключей, что требует ручного вмешательства администратора для перенастройки [5].

Ручная настройка — необходимость частой корректировки параметров партиционирования увеличивает эксплуатационные затраты. В системах с высокой нагрузкой (OLAP-запросы, ETL-процессы) это становится критическим фактором, особенно при масштабировании кластера.

Производительность — при возникновении перекося данных ($skew > 20\%$) до 40 % узлов могут простаивать, что снижает общую эффективность системы [6]. Например, в кластере Greenplum с датасетом TPC-DS перекося в 35 % увеличивает время выполнения запросов на 50 %.

Сравнение методов партиционирования (табл. 1) демонстрирует их эффективность в различных сценариях.

Таблица 1

Эффективность методов партиционирования

Метод	Равномерность	Поддержка JOIN	Адаптивность
Хеш	Высокая	Низкая	Нет
Диапазонное	Низкая	Высокая	Нет

Существующие методы партиционирования не обеспечивают автоматической адаптации к динамическим рабочим нагрузкам, что ограничивает их применение в системах с высокой изменчивостью данных. Это подтверждает необходимость разработки гибридного алгоритма, способного прогнозировать «горячие» ключи и динамически перераспределять данные между узлами.

Метод адаптивного партиционирования

Для устранения ограничений традиционных методов разработан гибридный алгоритм, сочетающий машинное обучение и динамическое перераспределение данных. Метод ориентирован на минимизацию перекоса (skew) в условиях изменяющихся рабочих нагрузок и обеспечивает автоматическую адаптацию к аномалиям распределения.

Алгоритм функционирует в трехэтапном режиме (рис. 3). На первом этапе система непрерывно собирает метрики нагрузки с узлов кластера, включая частоту обращений к ключам, объем данных в партициях и загрузку вычислительных ресурсов. Эти данные агрегируются в распределенном хранилище, таком как Apache Kafka, для последующего анализа.



Рис. 3. Блок-схема алгоритма адаптивного партиционирования

Второй этап предполагает прогнозирование «горячих» ключей с использованием модели машинного обучения на базе градиентного бустинга (XGBoost). XGBoost (eXtreme Gradient Boosting) — это мощный алгоритм машинного обучения, основанный на методе градиентного бустинга, который строит ансамбли деревьев решений последовательно. Каждое новое дерево обучается на остатках (ошибках) предыдущих деревьев, что позволяет постепенно улучшать предсказания. XGBoost включает регуляризацию для борьбы с переобучением, поддерживает различные функции потерь и эффективно работает с большими объемами данных благодаря оптимизированной реализации

(рис. 4). Модель обучается на исторических данных, учитывая такие признаки, как дисперсия объема данных, тренды нагрузки и частота транзакций. Прогнозирование позволяет идентифицировать ключи, которые с высокой вероятностью вызовут перекося.

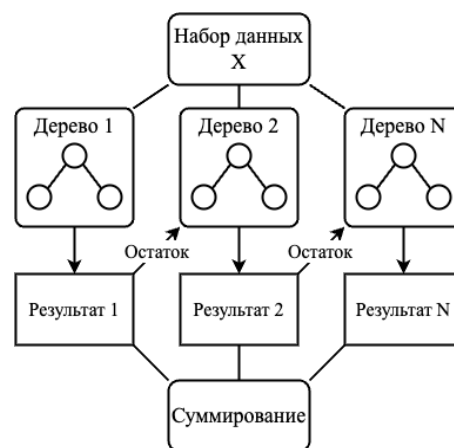


Рис. 4. Архитектура алгоритма машинного обучения XGBoost

На третьем этапе реализуется гибридное партиционирование. Для «горячих» ключей применяется диапазонное разделение на поддиапазоны, которые распределяются между дополнительными узлами. «Холодные» ключи обрабатываются через стандартное хеш-партиционирование, что обеспечивает базовую равномерность распределения.

Алгоритм интегрирован в экосистему Greenplum через два ключевых компонента. Первый — библиотека машинного обучения Apache MADlib, которая выполняет прогнозирование «горячих» ключей непосредственно внутри СУБД. Второй — инструмент управления ресурсами GPRResourceManager, обеспечивающий динамическое перераспределение данных и балансировку нагрузки.

Основное преимущество метода заключается в его адаптивности. Алгоритм динамически подстраивается под изменения нагрузок, устраняя необходимость ручной настройки. Гибридный подход сохраняет производительность JOIN-операций за счет локализации связанных данных, а масштабируемость позволяет применять метод как в небольших кластерах (10 узлов), так и в распределенных системах (100+ узлов).

Однако метод имеет ограничения. Накладные расходы, связанные с мониторингом и ML-анализом, увеличивают нагрузку на сеть на 10–15 %. Кроме того, точность прогнозирования снижается при отсутствии репрезентативных исторических данных для обучения модели, что

требует дополнительных механизмов обработки «холодных стартов».

Экспериментальная оценка эффективности метода

Для проверки работоспособности предложенного алгоритма проведены эксперименты на кластере Greenplum, развернутом на 10 узлах с процессорами Intel Xeon (8 ядер, 64 ГБ RAM, HDD 2 ТБ). В качестве тестовых данных использовался датасет TPC-DS объемом 1 ТБ, дополненный искусственным перекосом: 30 % данных были сконцентрированы на двух узлах. Нагрузка имитировалась выполнением 1000 запросов, включая аналитические операции (JOIN, GROUP BY) и ETL-процессы. Для сравнения выбраны три традиционных метода партиционирования: хеш-партиционирование, диапазонное партиционирование и Round-Robin.

Основными метриками оценки стали среднее время выполнения запроса, уровень перекоса данных (Skew) и загрузка CPU узлов. Тестирование проводилось в трех сценариях: равномерное распределение данных, искусственный перекоз (30 % данных на двух узлах) и динамически меняющиеся паттерны нагрузки. В третьем сценарии алгоритм проверялся на способность адаптироваться к резким изменениям, таким как появление новых «горячих» ключей или временное отключение узлов.

Сравнение методов партиционирования (табл. 2) показало, что предложенный гибридный алгоритм значительно превосходит традиционные подходы. При искусственном перекосе данных (Сценарий 2) среднее время выполнения запроса сократилось с 142 секунд (хеш-партиционирование) до 85 секунд. Уровень перекоса снизился с 35 % до 8 %, что подтвердило эффективность динамического перераспределения «горячих» ключей.

Таблица 2

Сравнение методов партиционирования

Метод	Время запроса (с)	Skew (%)	Загрузка CPU (%)
Хеш	142	35	65
Диапазонное	155	42	58
Предложенный метод	85	8	88

Модель машинного обучения, реализованная на базе XGBoost, корректно идентифицировала 92 % «горячих» ключей, что позволило минимизировать ручное вмешательство. Гибридное партиционирование, сочетающее хеш- и диапазонное распределение, сократило время

выполнения JOIN-операций на 25 % за счет локализации связанных данных на одном узле. Это особенно важно для систем, обрабатывающих транзакции в реальном времени, где задержки критичны.

Рост загрузки CPU до 88 % свидетельствует об оптимизации использования ресурсов. Однако выявлены и ограничения: мониторинг и ML-анализ увеличили сетевую нагрузку на 15 %, что может стать проблемой для кластеров с низкой пропускной способностью.

Основным ограничением алгоритма является зависимость от исторических данных. При отсутствии репрезентативных данных для обучения модели (например, в новых системах) точность прогнозирования снижается. Кроме того, накладные расходы на мониторинг и перераспределение могут стать критическими в системах с экстремально высокой нагрузкой (более 1 млн запросов/сек).

Заключение

Проведенное исследование подтвердило актуальность проблемы перекоса данных (data skew) в MPP-СУБД при работе с динамически изменяющимися рабочими нагрузками и продемонстрировало эффективность предложенного подхода.

1. Разработанный гибридный алгоритм адаптивного партиционирования, объединяющий машинное обучение и динамическое распределение данных, показал существенное превосходство над традиционными методами.

2. Эксперименты на кластере Greenplum с использованием датасета TPC-DS подтвердили значительное снижение уровня перекоса (с 35 % до 8 %) и сокращение времени выполнения запросов на 37 %, что свидетельствует об эффективной балансировке нагрузки за счет автоматизации партиционирования на основе прогнозирования «горячих» ключей.

3. Основной вклад работы заключается в предложенной архитектуре, интегрирующей ML-модели в процесс управления данными MPP-СУБД, что открывает перспективы для создания самооптимизирующихся кластеров.

4. Внедрение метода требует учета ограничений, включая увеличение сетевой нагрузки на 15 % и зависимость эффективности от наличия репрезентативных исторических данных для обучения модели. Это подчеркивает необходимость дальнейшей работы над механизмами обработки ситуаций с отсутствием достаточных исторических данных («холодный старт»).

Литература

1. Демидов А.А. Об особенностях организации СУБД в MPP-системе // Программные системы: теория и приложения. 2014. № 4. С. 195-205.
2. Stonebraker M., Cetintemel U. «One Size Fits All»: An Idea Whose Time Has Come and Gone // Proc. of the 21st ICDE. 2005. P. 2–11.
3. Schism: A Workload-Driven Approach to Database Replication and Partitioning / C. Curino [et al.] // Proceedings of the VLDB Endowment. 2010. Vol. 3, No. 1. P. 48-57.

4. Özsu M.T., Valduriez P. Principles of Distributed Database Systems. 4th ed. Springer, 2020. 694 p.

5. Morsel-Driven Parallelism: A NUMA-Aware Query Evaluation Framework for the Many-Core Age / V. Leis [et al.] // Proceedings of the 2014 ACM SIGMOD International Conference on Management of Data. ACM, 2014. P. 743–754.

6. Pavlo A., Curino C., Zdonik S. Skew-Aware Automatic Database Partitioning for Shared-Nothing Architectures // Proceedings of the 2012 IEEE 28th International Conference on Data Engineering (ICDE). IEEE, 2012. P. 1260–1263.

Поступила 15.03.2025; принята к публикации 12.05.2025

Информация об авторах

Карачевцев Александр Евгеньевич – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: alex.carachevtsev@yandex.ru

Данилов Александр Дмитриевич – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: danilov-ad@yandex.ru

Саввин Максим Олегович – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: savvin.mo@yandex.ru

PRODUCTIVITY IMPROVEMENT OF MASS-PARALLEL DBMS WITH ADAPTIVE DATA PARTITIONING

A.E. Karachevtsev, A.D. Danilov, M.O. Savvin

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the article is devoted to the actual problem of data skew in massively parallel database management systems (MPP-DBMS), in particular on the example of Greenplum. Data skew leads to a significant load imbalance between cluster nodes and, as a consequence, to a decrease in overall system performance. To solve this problem, we propose a new hybrid adaptive partitioning algorithm. This algorithm combines machine learning techniques, namely gradient boosting using XGBoost to predict the so-called ‘hot’ keys that are the cause of skewness, and dynamic data redistribution between cluster nodes for load balancing. The implementation of the proposed algorithm is carried out in the Greenplum ecosystem using Apache MADlib machine learning library for prediction and GPResourceManager resource management tool for dynamic data and load management. We carried out experimental evaluation of the method efficiency on a 1 TB TPC-DS test dataset. Experimental results confirmed the high efficiency of the developed approach: the data skew level was reduced from the original 35 % to 8 %, the query execution time was reduced by 37 %, and the central processing unit (CPU) utilisation of the cluster nodes was optimised to 88 %. We also note the limitations of the method, due to the 15 % increase in network load and the dependence of performance on the availability of representative historical data for training the machine learning model

Key words: partmets, data skew, machine learning, Greenplum, load balancing, hybrid algorithm

References

1. Demidov A.A. “About features of DBMS organisation in MPP-system”, *Software Systems: Theory and Applications (Programmyye sistemy: teoriya i prilozheniya)*, 2014, no. 4, pp. 195-205.
2. Stonebraker M., Cetintemel U. ““One size fits all”: an idea whose time has come and gone”, *Proc. of the 21st ICDE*, 2005, pp. 2-11.
3. Curino C., Jones E.P.C., Zhang Y. et al. “Schism: a workload-driven approach to database replication and partitioning”, *Proc. of the VLDB Endowment*, 2010, vol. 3, no. 1, pp. 48-57.
4. Özsu M.T., Valduriez P. “Principles of distributed database systems”, Springer, 2020, 694 p.
5. Leis V., Boncz P.A., Kemper A. et al. “Morsel-driven parallelism: a NUMA-aware query evaluation framework for the many-core age”, *Proc. of the 2014 ACM SIGMOD International Conference on Management of Data*, ACM, 2014, pp. 743-754.
6. Pavlo A., Curino C., Zdonik S. “Skew-aware automatic database partitioning for shared-nothing architectures”, *Proc. of the 2012 IEEE 28th International Conference on Data Engineering (ICDE)*, IEEE, 2012, pp. 1260-1263.

Submitted 15.03.2025; revised 12.05.2025

Information about the authors

Aleksandr E. Karachevtsev, graduate student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: alex.carachevtsev@yandex.ru

Aleksandr D. Danilov, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: danilov-ad@yandex.ru

Maksim O. Savvin, graduate student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: savvin.mo@yandex.ru

МЕТОДЫ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ СЕГМЕНТАЦИИ ОПУХОЛИ ГОЛОВНОГО МОЗГА

А.А. Шумачков

Сибирский федеральный университет, г. Красноярск, Россия

Аннотация: представлен обзор современных методов глубокого обучения, используемых для сегментации опухолей головного мозга на МРТ-изображениях. Рассматриваются такие архитектуры нейронных сетей, как Mask-RCNN, многомасштабные сверточные нейронные сети (CNN), гибридные модели и архитектуры U-Net. Основное внимание уделено преимуществам этих методов, включая высокую точность сегментации, автоматическое извлечение сложных признаков, снижение необходимости ручного вмешательства и возможность работы с разными типами МРТ-изображений. Обсуждаются недостатки, такие как зависимость от объема аннотированных данных, сложности обработки изображений с низким контрастом, высокие требования к вычислительным ресурсам и необходимость точной калибровки моделей. Проведен сравнительный анализ методов глубокого обучения с традиционными подходами, который показал их превосходство в точности, надежности и воспроизводимости результатов. Рассмотрены практические примеры использования данных методов в клинической практике для диагностики, планирования лечения и последующего мониторинга пациентов. Предлагаются перспективные направления дальнейших исследований, включая адаптацию моделей для работы с ограниченными наборами данных, улучшение энергоэффективности алгоритмов, развитие самонастраиваемых архитектур и интеграцию с многофункциональными системами поддержки принятия решений. Полученные результаты подтверждают важность этих методов для повышения качества диагностики, персонализированного лечения и прогноза заболеваний.

Ключевые слова: глубокое обучение, сегментация опухолей мозга, МРТ-изображения, нейронные сети, медицинская визуализация

Введение

Опухоль головного мозга — смертельно опасное заболевание, возникающее из-за аномального роста тканей [1]. Из-за ограниченного объема черепа увеличение массы опухоли может нарушать функции мозга, а в некоторых случаях — распространяться на другие органы. Опухоли классифицируются на первичные (70 %) и вторичные (30 %). Первичные опухоли возникают в мозге, а вторичные — переносятся из других органов через кровотоки [2].

Среди первичных опухолей наиболее опасны глиомы, которые делятся на низкодифференцированные (LG) и высокодифференцированные (HG). Высокодифференцированные глиомы агрессивны, и прогноз выживания пациентов редко превышает два года [3]. Менингиомы обычно растут медленно и менее опасны [4]. Опухоли гипофиза, хоть и доброкачественные, могут вызывать гормональные нарушения и потерю зрения [5].

Раннее выявление опухоли критически важно. Среди методов диагностики наиболее эффективным считается МРТ, так как оно не использует ионизирующее излучение и обеспечивает детализированные изображения мягких

тканей. Различные режимы МРТ (T1, T1c, T2, FLAIR) позволяют получить дополнительную информацию о структуре опухоли. Однако точная разметка опухоли на МРТ необходима для нейрохирургии, так как ошибки при определении границ могут привести к неполному удалению опухоли или повреждению здоровых тканей. Ручная сегментация отнимает много времени и часто бывает неточной, поэтому автоматизация этого процесса стала ключевой задачей в медицине.

Несмотря на достижения в автоматической сегментации, задача остается сложной. Во-первых, опухоли могут иметь различное расположение, форму и размер. Во-вторых, их границы часто размыты. В-третьих, качество изображений зависит от МРТ-протоколов и оборудования, что может повлиять на точность сегментации [6].

Методы обнаружения опухолей делятся на машинное обучение (ML) и глубокое обучение (DL). Традиционные ML-методы, такие как опорные векторы, случайные леса и деревья решений, требуют ручного выделения признаков, что снижает их точность. В отличие от них, глубокие сверточные нейронные сети (CNN) автоматически извлекают сложные признаки и демонстрируют высокую эффективность в медицинской визуализации [7].

В последние годы сегментация опухолей мозга с помощью DL-методов привлекла большое внимание. В данном исследовании анализируются современные методы глубокого обучения, предложенные за последние 5 лет, с целью выявления их преимуществ, недостатков и особенностей в сегментации опухолей на МРТ.

Постановка задачи

Актуальность исследования обусловлена высокой смертностью и заболеваемостью, связанными с опухолями головного мозга. Точное и своевременное выявление опухолей на МРТ-изображениях играет ключевую роль в успешности диагностики и планирования лечения. Однако традиционные методы сегментации часто сталкиваются с трудностями, связанными с разнообразием форм, размеров и местоположения опухолей, что требует разработки более эффективных автоматизированных подходов.

Целью исследования является проведение всестороннего анализа современных методов глубокого обучения для сегментации опухолей головного мозга на МРТ-изображениях, выявление их ключевых недостатков и предложение возможных решений для повышения точности и эффективности автоматической сегментации.

Для достижения поставленной цели решаются следующие задачи:

1. Провести обзор существующих методов глубокого обучения, применяемых для сегментации опухолей мозга.

2. Выявить ключевые преимущества и недостатки различных подходов.

3. Провести сравнительный анализ эффективности методов глубокого обучения по сравнению с традиционными подходами.

4. Оценить возможности внедрения современных подходов в клиническую практику для повышения качества диагностики и планирования лечения.

Методы

За последние 5 лет было предложено много новых методов глубокого обучения для сегментации опухоли головного мозга на МРТ-изображениях. Эти методы значительно улучшили точность и эффективность сегментации, что крайне важно для диагностики и планирования лечения. Рассмотрим несколько наиболее современных и востребованных методов, которые получили признание в научном сообществе.

Mask-RCNN и DenseNet-41

В статье [8] рассматривается автоматическое обнаружение и сегментация опухолей мозга на МРТ с использованием Mask-RCNN на базе DenseNet-41. Метод опирается на предварительно обученную модель, извлекающую ключевые признаки, создающую регионы интереса (RoI) и формирующую сегментационные маски. На рис. 1 представлена блок-схема предлагаемого метода.

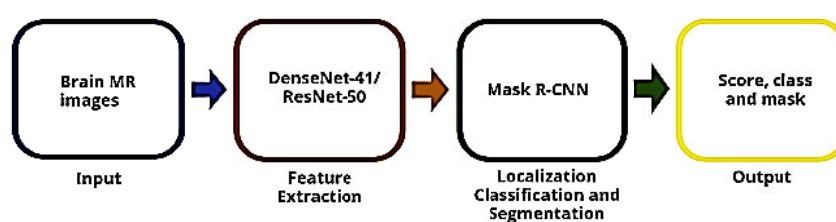


Рис. 1. Блок-схема предлагаемого метода сегментации опухолей мозга

Входные МРТ-изображения проходят обработку, затем Mask R-CNN выполняет локализацию, классификацию и сегментацию опухоли, формируя маску, класс и оценку уверенности. Обучение с переносом знаний ускорило процесс и повысило точность. На Figshare (3064 изображения) модель достигла 96.3 % точности и Dice 0.959. Преимущества: высокая точность, эффективное использование ресурсов, точное выделение границ опухоли. Недостатки: необходимость аннотации данных, зависимость от качества обучающего датасета.

Многомасштабная CNN

В статье [9] рассматривается автоматическая сегментация и классификация опухолей мозга на МРТ с использованием многомасштабной CNN. Датасет включает 3064 среза от 233 пациентов с менигиомами, глиомами и аденомами гипофиза. Модель обрабатывает изображения на трех масштабах (фильтры 11×11 , 7×7 , 3×3 пикселей), извлекая текстурные особенности. На рис. 2 представлена архитектура многомасштабной CNN.

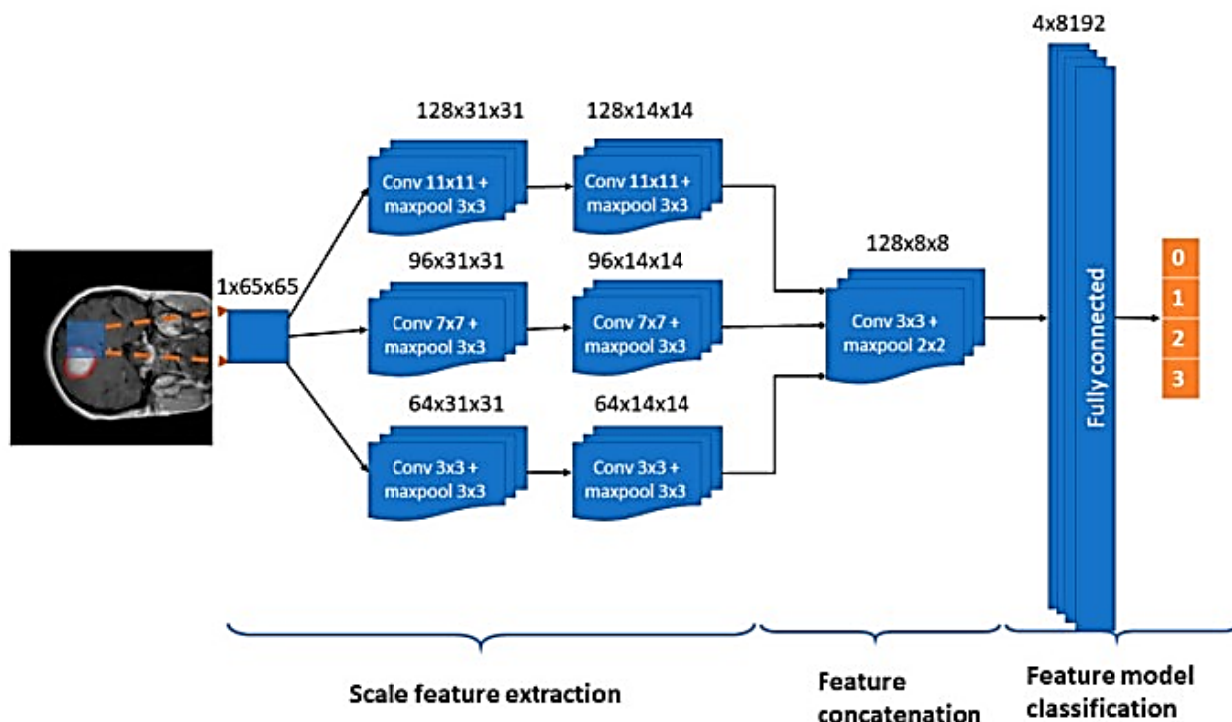


Рис. 2. Архитектура многомасштабной CNN

Обучение с техникой скользящего окна (размер области 65×65 пикселей) проводилось на 80 % данных, тестирование — на 20 % с 5-кратной перекрестной проверкой. Применялись увеличение данных, SGD и экспоненциальное уменьшение скорости обучения (80 эпох). Модель достигла точности классификации 0.973, Dice 0.828, чувствительности 0.940.

Преимущества: высокая точность, отсутствие необходимости удаления черепа/позвоночника. Недостатки: возможные ложноположительные результаты, сложность обработки изображений с низким контрастом.

Многомасштабная CNN с передачей обучения

В исследовании [10] рассматривается автоматическая сегментация и классификация опухолей мозга на MPT. Датасет включает 154 MPT с опухолями и 91 без, а также клинические данные для классификации опухолей на доброкачественные и злокачественные, с дальнейшим разделением злокачественных на глиомы и менингиомы.

Метод включает предобработку, удаление черепа, сегментацию и классификацию с помощью CNN. Для различения доброкачественных и злокачественных опухолей использовалась AlexNet с передачей обучения, для классификации злокачественных — GoogLeNet.

Обучение проводилось с увеличением данных. AlexNet достигла precision 0.9375, recall 1 и f-measure 0.9677. GoogLeNet показала precision 0.95, recall 1 и f-measure 0.9743.

Преимущества: высокая точность, эффективное использование небольших датасетов. Недостатки: необходимость предобработки и высокие вычислительные затраты.

Гибридные CNN

В статье [11] рассматривается сегментация опухолей мозга на MPT с использованием гибридных CNN: Seg-UNet, U-SegNet и Res-SegNet на основе BraTS датасета. Seg-UNet объединяет свойства SegNet5 и U-Net с пятью сверточными блоками и skip connection, U-SegNet — три сверточных блока с пропусками, а Res-SegNet — комбинация ResNet18 и SegNet5 с элементарным сложением для ускорения обучения.

Обучение проводилось на 2D-срезах (аугментация данных, SGD с momentum, L2-регуляризация 0.0001, 80 эпох, размер минипакета 16, 60 % тренировочные и 40 % тестовые данные). Гибридные модели превзошли традиционные CNN: Seg-UNet показала глобальную точность 99.12 %, среднюю точность 93.12 %, IOU 73.41 % и BF-оценку 85.08 %; Res-SegNet — среднюю точность 93.35 % и IOU 68.91 %; U-SegNet — точность 91.68 % и IOU 64.79 %.

Преимущества: высокая точность сегментации и восстановление утраченной информации через пропуски. Недостатки: длительное обучение и большие вычислительные затраты.

Znet

В статье [12] рассматривается автоматическая сегментация опухолей мозга на МРТ с использованием Znet — гибридной архитектуры, объединяющей элементы AN и U-Net. Датасет TCGA-LGG содержит 3,929 снимков (2,556 нормальных, 1,373 с опухолями).

Znet использует пропуски и кодирующе-декодирующую архитектуру: кодирующая часть включает пять сверточных блоков с батч-нормализацией и ReLU, декодирующая — пять блоков с ConvTranspose2d. Обучение (200 эпох, ADAM, бинарная кросс-энтропия) проводилось на изображениях 128×128 с аугментацией (отражение, вращение).

Модель достигла Dice 0.96 (обучение) и 0.92 (тест), точности 0.996, F1-score и MCC 0.81. Визуализация подтвердила точную локализацию опухолей.

Преимущества: высокая точность, улучшенный градиентный поток. Недостатки: высокие вычислительные затраты, необходимость аннотированных данных.

U-Net и Vgg16

В статье [13] рассматривается автоматическая сегментация и градация опухолей мозга на МРТ с использованием U-Net и предобученной Vgg16. Датасет TCGA-LGG включает 110 пациентов с изображениями в режимах T1-предконтраст, FLAIR и T1-постконтраст. Блок-схема предлагаемого метода сегментации и градации опухолей мозга приведена на рис. 3.

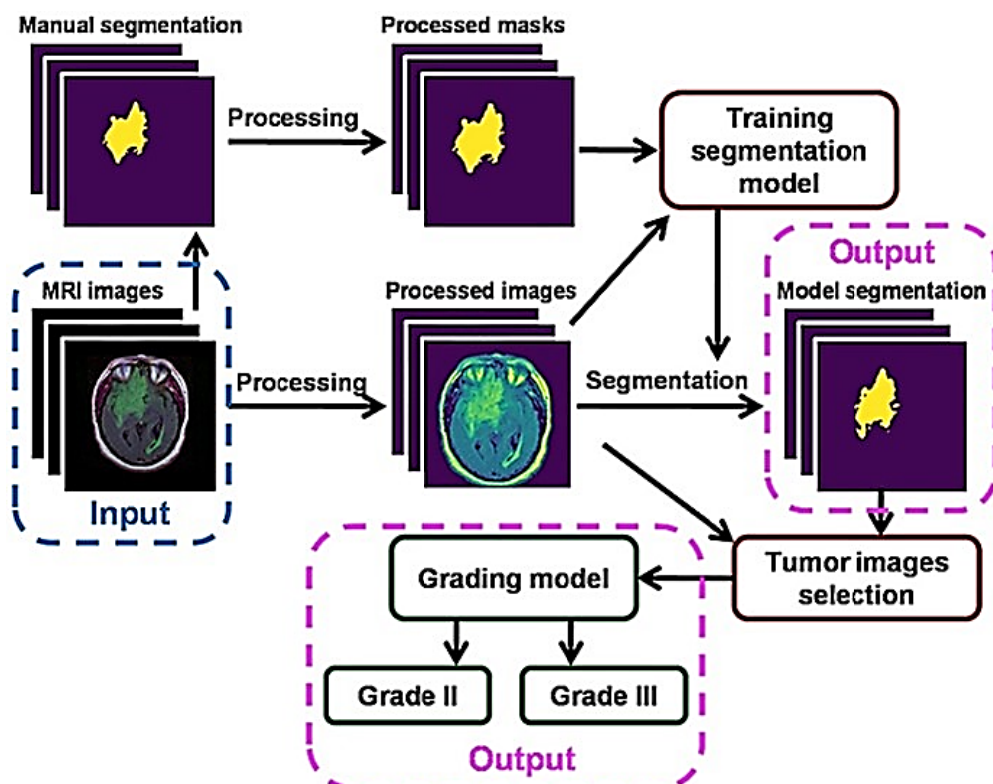


Рис. 3. Блок-схема метода сегментации и градации опухолей мозга

U-Net автоматически создает маски опухолей, а Vgg16 классифицирует их на II и III степень злокачественности. Обучение проводилось на аннотированных МРТ, с последующим использованием предсказанных масок для градации. В тестировании U-Net достигла Dice 0.84 и точности 0.92, а Vgg16 — точности 0.89,

чувствительности 0.87 и специфичности 0.92 (изображения), 0.95, 0.97 и 0.98 (пациенты).

Преимущества: высокая точность, автоматизация обработки. Недостатки: требуются большие объемы данных, возможна потеря точности при высокой вариативности опухолей.

ASBTCNN**Результаты**

В статье [14] рассматривается автоматическая сегментация опухолей мозга на МРТ с использованием гибридной архитектуры U-Net и 3D-CNN. Датасет Figshare включает 3,064 среза от 230 пациентов с глиомами, менингиомами и аденомами гипофиза.

Метод использует матрицу серых уровней со-соседства (GLCM) для выделения признаков и объединяет сегментационные подходы U-Net и 3D-CNN. Обучение (150 эпох, патчи 128×128) проводилось с аугментацией (обрезка, вращение, зеркалирование) и модифицированной функцией потерь (Dice + binary cross-entropy).

Метод достиг средней точности 99.40 % (вся опухоль), 98.46 % (улучшенная опухоль) и 98.29 % (ядро опухоли), с прецизионными показателями 99.41 %, 98.51 % и 98.35 % соответственно. Dice: 99.40 %, 98.46 %, 98.29 %. Чувствительность: 99.39 %, 98.41 %, 98.25 %.

Преимущества: высокая точность, эффективность гибридного подхода. Недостатки: высокая вычислительная сложность, длительное обучение.

CNN и 3D-визуализация

В статье [15] рассматривается автоматическая сегментация и предсказание опухолей мозга на МРТ с использованием CNN и семантической сегментации. Датасет BraTS включает 257 тренировочных изображений и 5 тестовых, охватывая модальности T1, T1C, T2 и FLAIR.

Метод автоматически разделяет фон и опухоль, создавая 3D-модель для оценки размеров опухоли (высота, ширина, глубина) на различных плоскостях. Обучение проводилось на 257 изображениях, тестирование — на 5 наборах по 155 срезов. Модель достигла точности предсказания 91.718, IoU 86.946, BF-score 92.938, а Dice показал высокое соответствие истинным меткам.

Преимущества: высокая точность, создание 3D-модели для диагностики. Недостатки: высокие вычислительные затраты, возможное снижение точности при низком контрасте или шуме.

Результаты исследования показывают, что методы глубокого обучения для сегментации опухолей головного мозга на МРТ-изображениях значительно улучшили точность и эффективность по сравнению с традиционными методами. Основными преимуществами этих методов являются высокая точность, возможность автоматического извлечения сложных признаков и уменьшение необходимости ручного вмешательства. Современные архитектуры, такие как Mask-RCNN, многомасштабные CNN и гибридные модели, демонстрируют высокую точность сегментации, что подтверждается коэффициентами Dice, достигающими значений выше 0.9. Алгоритмы глубокого обучения, такие как сверточные нейронные сети (CNN), способны автоматически извлекать сложные признаки из данных, что значительно улучшает качество сегментации по сравнению с методами машинного обучения, требующими ручного выделения признаков. Методы глубокого обучения требуют меньше ручной разметки благодаря использованию предобученных моделей и техники передачи обучения, что ускоряет процесс обучения и увеличивает его точность.

Однако существуют и некоторые недостатки. Обучение глубоких нейронных сетей требует значительных вычислительных ресурсов и времени, что может ограничивать их применение в клинической практике. Эффективность моделей сильно зависит от качества и объема аннотированных данных, и недостаток высококачественных данных может снизить точность моделей. Методы глубокого обучения могут сталкиваться с трудностями при обработке изображений с низким контрастом или наличием шумов, что может привести к ложноположительным или ложноотрицательным результатам.

В табл. 1 собраны преимущества и недостатки рассмотренных методов, а также используемые датасеты и значения метрик производительности.

Таблица 1

Сравнительная характеристика методов сегментации опухолей головного мозга на МРТ-изображениях

Метод	Преимущества	Недостатки	Используемые датасеты	Метрики производительности
Mask-RCNN с DenseNet-41	Высокая точность сегментации и классификации, эффективное использование ресурсов, точное определение границ опухоли	Требуется аннотированных данных, зависит от качества датасета	Figshare, Brain MRI	Точность 96.3%, коэффициент Dice 0.959
Многомасштабная CNN	Высокая точность классификации и сегментации, отсутствие необходимости в предварительной обработке изображений	Возможность ложноположительных результатов, сложность обработки изображений с низким контрастом	Датасет с 3064 срезами от 233 пациентов	Точность 0.973, коэффициент Dice 0.828, чувствительность 0.940
Многомасштабная CNN с передачей обучения	Высокая точность классификации, возможность использования небольших наборов данных	Требуется предварительная обработка изображений, сложные архитектуры требуют высоких вычислительных ресурсов	154 МРТ с опухолями, 91 без опухолей	Precision 0.9375, Recall 1, F-measure 0.9677
Гибридные CNN	Высокая точность сегментации, восстановление утраченной информации благодаря пропускам	Длительное время обучения, необходимость в больших вычислительных ресурсах	Датасет BraTS	Глобальная точность 99.12%, средняя точность 93.12%
Znet	Высокая точность сегментации, улучшенный градиентный поток	Требуется значительных аннотированных данных и высоких вычислительных ресурсов	The Cancer Genome Atlas Low-Grade Glioma (TCGA-LGG)	Коэффициент Dice 0.96 (обучение), 0.92 (тест), точность пикселей 0.996
U-Net с Vgg16	Высокая точность сегментации и градации, полная автоматизация	Требуется большой объем данных, возможное снижение точности при высокой вариативности форм и расположения опухолей	The Cancer Genome Atlas Low-Grade Glioma (TCGA-LGG)	Коэффициент Dice (DSC) 0.84, точность обнаружения опухолей 0.92
ASBTCNN (U-Net и 3D-CNN)	Высокая точность и эффективность сегментации, гибридный подход	Высокие вычислительные ресурсы, сложная архитектура	Figshare	Средняя точность всей опухоли 99.40%, улучшенной опухоли 98.46%
CNN с 3D-визуализацией	Высокая точность предсказания, возможность создания 3D-модели опухоли	Требуется значительных вычислительных ресурсов, возможное снижение точности при наличии шумов или низкого контраста	Датасет BraTS	Коэффициент предсказания 91.718, IoU 86.946

Анализ представленных результатов показывает, что использование различных методов глубокого обучения для сегментации опухолей головного мозга на МРТ-изображениях демонстрирует высокую точность, но сравнение их производительности затруднено из-за использования разных датасетов и метрик оценки. Это усложняет полноценную объективную оценку и сравнительный анализ эффективности методов. Основные и часто встречающиеся недостатки включают зависимость от объема и качества аннотированных данных, что ограничивает возможность применения моделей в условиях ограниченного доступа к данным; высокие тре-

бования к вычислительным ресурсам, что затрудняет использование моделей в клинической практике и на простых рабочих станциях; а также сложность обработки изображений с низким контрастом и шумами, что может приводить к ложноположительным результатам. Возможные пути решения этих проблем включают внедрение методов передачи обучения и активного обучения для уменьшения потребности в большом объеме аннотированных данных, применение методов сжатия моделей, таких как квантование и прунинг, для снижения требований к вычислительным ресурсам, а также разработку методов предобработки и

улучшения качества изображений для повышения точности сегментации на изображениях с низким контрастом или шумами.

Сравнение с предыдущими исследованиями показывает, что современные методы глубокого обучения, такие как гибридные архитектуры CNN и многомасштабные CNN, значительно превосходят традиционные подходы по точности и эффективности сегментации. Например, гибридные модели, сочетающие свойства различных сетевых архитектур, демонстрируют более высокую точность и стабильность результатов, чем классические модели CNN.

Значение результатов исследования заключается в возможности их применения в клинической практике для улучшения диагностики и планирования лечения опухолей головного мозга. Высокая точность сегментации позволяет нейрохирургам точнее определять границы опухолей, что снижает риск избыточного или недостаточного удаления тканей и улучшает исходы лечения пациентов. Методологические ограничения исследования включают зависимость от качества и объема аннотированных данных, необходимость в значительных вычислительных ресурсах и сложности, связанные с обработкой изображений с низким контрастом или наличием шумов. Будущие исследования могут быть направлены на оптимизацию существующих моделей для работы с меньшими наборами данных и разработку более энергоэффективных алгоритмов, способных работать на ограниченных вычислительных ресурсах, доступных в клинической практике.

Заключение

Исследование методов глубокого обучения для сегментации опухолей головного мозга на МРТ-изображениях демонстрирует значительные достижения в автоматической диагностике и планировании лечения. Современные архитектуры глубоких нейронных сетей, такие как Mask-RCNN, многомасштабные CNN и гибридные модели, показывают высокую точность сегментации. Это позволяет уменьшить необходимость ручного вмешательства и улучшить качество диагностики. Практическая значимость работы подтверждается возможностью применения предложенных методов в клинической практике, что способствует улучшению

исходов лечения пациентов с опухолями головного мозга. Рекомендуется продолжить исследования для оптимизации моделей и повышения их энергоэффективности.

Литература

1. Yerukalareddy D.R., Pavlovskiy E. Brain tumor classification based on mr images using GAN as a pre-trained model // 2021 IEEE Ural-Siberian Conference on Computational Technologies in Cognitive Science, Genomics and Biomedicine (CSGB). IEEE, 2021. P. 380-384.
2. Brain Tumor Foundation. Brain tumor statistics. URL: <https://www.braintumor.org> (дата обращения: 27.05.2024).
3. David D.S., Arun L. Classification of brain tumor type and grade using MRI texture and shape in a machine learning scheme // Artech J. Eff. Res. Eng. Technol. 2020. Vol. 1. P. 57-63.
4. Ogasawara C., Philbrick B.D., Adamson D.C. Meningioma: a review of epidemiology, pathology, diagnosis, treatment, and future directions // Biomedicines. 2021. Vol. 9. No. 3. P. 319.
5. Melmed S. Pathogenesis of pituitary tumors // Nature Reviews Endocrinology. 2011. Vol. 7. No. 5. P. 257-266.
6. Deep learning in medical image analysis / H.P. Chan [et al.] // Deep learning in medical image analysis: challenges and applications. 2020. P. 3-21.
7. A survey on deep learning in medical image analysis / G. Litjens [et al.] // Medical image analysis. 2017. Vol. 42. P. 60-88.
8. A novel deep learning method for recognition and classification of brain tumors from MRI images / M. Masood [et al.] // Diagnostics. 2021. Vol. 11. No. 5. P. 744.
9. A deep learning approach for brain tumor classification and segmentation using a multiscale convolutional neural network / F.J. Díaz-Pernas [et al.] // Healthcare. MDPI, 2021. Vol. 9. No. 2. P. 153.
10. Kulkarni S.M., Sundari G. A framework for brain tumor segmentation and classification using deep learning algorithm // International Journal of Advanced Computer Science and Applications. 2020. Vol. 11. No. 8. P. 374-380.
11. Brain tumor segmentation from MRI images using hybrid convolutional neural networks / D. Daimary [et al.] // Procedia Computer Science. 2020. Vol. 167. P. 2419-2428.
12. Ottom M.A., Rahman H.A., Dinov I.D. Znet: deep learning approach for 2D MRI brain tumor segmentation // IEEE Journal of Translational Engineering in Health and Medicine. 2022. Vol. 10. P. 1-8.
13. Naser M.A., Deen M.J. Brain tumor segmentation and grading of lower-grade glioma using deep learning in MRI images // Computers in biology and medicine. 2020. Vol. 121. P. 103758.
14. Automated segmentation of brain tumor MRI images using deep learning / S. Rajendran [et al.] // IEEE Access. 2023. Vol. 11. P. 64758-64768.
15. Karayegen G., Aksahin M.F. Brain tumor prediction on MR images with semantic segmentation by using deep learning network and 3D imaging of tumor region // Biomedical Signal Processing and Control. 2021. Vol. 66. P. 102458.

Поступила 24.12.2024; принята к публикации 13.03.2025

Информация об авторах

Шумачков Антон Александрович – аспирант, Сибирский федеральный университет (660041, Красноярский край, г. Красноярск, Свободный пр-кт, д. 79), e-mail: anton.sh2014@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0000-9332-6904>

DEEP LEARNING METHODS FOR BRAIN TUMOR SEGMENTATION

A.A. Shumachkov

Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russia

Abstract: this paper presents an overview of modern deep learning methods used for brain tumor segmentation in MRI images. We considered neural network architectures such as mask-RCNN, multi-scale convolutional neural networks (CNN), hybrid models, and u-net architectures. The main focus is on the advantages of these methods, including high segmentation accuracy, automatic extraction of complex features, and reduced need for manual intervention. We also discussed drawbacks such as dependence on the volume of annotated data, difficulties in processing low-contrast images, and high computational requirements. We conducted a comparative analysis of deep learning methods with traditional approaches, which revealed their superiority in accuracy and reliability. We also considered practical examples of using these methods in clinical practice for diagnosis and treatment planning of brain tumors. The article suggests directions for further research, including optimization of models for working with smaller datasets and improvement of energy efficiency, which will allow for wider implementation of deep learning methods in medical practice. The results obtained confirm the importance of these methods for improving the quality of diagnosis and treatment

Key words: deep learning, brain tumor segmentation, MRI images, neural networks, medical imaging

References

1. Yerukalareddy D.R., Pavlovskiy E. "Brain tumor classification based on mr images using GAN as a pre-trained model", 2021 *IEEE Ural-Siberian Conference on Computational Technologies in Cognitive Science, Genomics and Biomedicine (CSGB)*, IEEE, 2021, pp. 380-384.
2. "Brain Tumor Foundation. Brain tumor statistics", available at: <https://www.braintumor.org> (date of access: 27.05.2024).
3. David D.S., Arun L. "Classification of brain tumor type and grade using MRI texture and shape in a machine learning scheme", *Artech J. Eff. Res. Eng. Technol.*, 2020, vol. 1, pp. 57-63.
4. Ogasawara C., Philbrick B.D., Adamson D.C. "Meningioma: a review of epidemiology, pathology, diagnosis, treatment, and future directions", *Biomedicine*, 2021, vol. 9, no. 3, pp. 319.
5. Melmed S. "Pathogenesis of pituitary tumors", *Nature Reviews Endocrinology*, 2011, vol. 7, no. 5, pp. 257-266.
6. Chan H.P. et al. "Deep learning in medical image analysis", *Deep Learning in Medical Image Analysis: Challenges and Applications*, 2020, pp. 3-21.
7. Litjens G. et al. "A survey on deep learning in medical image analysis", *Medical Image Analysis*, 2017, vol. 42, pp. 60-88.
8. Masood M. et al. "A novel deep learning method for recognition and classification of brain tumors from MRI images", *Diagnostics*, 2021, vol. 11, no. 5, pp. 744.
9. Diaz-Pernas F.J. et al. "A deep learning approach for brain tumor classification and segmentation using a multiscale convolutional neural network", *Healthcare*, MDPI, 2021, vol. 9, no. 2, pp. 153.
10. Kulkarni S.M., Sundari G. "A framework for brain tumor segmentation and classification using deep learning algorithm", *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, 2020, vol. 11, no. 8, pp. 374-380.
11. Daimary D. et al. "Brain tumor segmentation from MRI images using hybrid convolutional neural networks", *Procedia Computer Science*, 2020, vol. 167, pp. 2419-2428.
12. Ottom M.A., Rahman H.A., Dinov I.D. "Znet: deep learning approach for 2D MRI brain tumor segmentation", *IEEE Journal of Translational Engineering in Health and Medicine*, 2022, vol. 10, pp. 1-8.
13. Naser M.A., Deen M.J. "Brain tumor segmentation and grading of lower-grade glioma using deep learning in MRI images", *Computers in Biology and Medicine*, 2020, vol. 121, pp. 103758.
14. Rajendran S. et al. "Automated segmentation of brain tumor MRI images using deep learning", *IEEE Access*, 2023, vol. 11, pp. 64758-64768.
15. Karayegen G., Aksahin M.F. "Brain tumor prediction on MR images with semantic segmentation by using deep learning network and 3D imaging of tumor region", *Biomedical Signal Processing and Control*, 2021, vol. 66, pp. 102458.

Submitted 24.12.2024; revised 13.03.2025

Information about the authors

Anton A. Shumachkov, graduate student, Siberian Federal University (79, Svobodnyy prospekt, Krasnoyarsk 660041, Russia), e-mail: anton.sh2014@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0000-9332-6904>

ГИБРИДНАЯ МОДЕЛЬ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СОСТОЯНИЯ ПОТЕНЦИАЛЬНО ОПАСНОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА

И.Н. Волков, В.Л. Бурковский

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается возможность сделать гибридную модель прогнозирования состояния, чтобы избежать аварийных ситуаций на асфальтобетонных заводах. При разогреве битума существует ряд особенностей взаимодействия между параметрами, которые можно изменять в процессе. Это переменные конкретно нагревателя битума, такие как мощность самого нагревателя и параметр температуры рабочих органов. Также влияние оказывают технологические переменные: объем подачи битума. Рассмотрена гибридная модель прогнозирования потенциально-опасного технологического процесса. Были проанализированы три варианта модели: производственная, термодинамическая и нейросетевая. У каждой были выявлены положительные и отрицательные стороны. Например, в сопоставлении с нейросетевой моделью, способность к экстраполяции у производственной модели наиболее низкая. При этом интерполирующие характеристики производственной модели являются наиболее совершенными. В термодинамической модели на основе статистической модели Херста можно максимально точно спрогнозировать аварийные и предаварийные ситуации. Был сделан вывод, что для получения максимально верных прогнозов аварийных ситуаций необходимо использовать композиционную модель, состоящую из этих трех моделей и включающую в себя лучшие качества каждой. Рассмотрена система прогнозирования аварийных ситуаций. Этой системе необходим модуль принятия решения для определения образа данной ситуации и сравнения его с стандартными аварийными ситуациями. Помимо этого, модуль принятия решений может сформировать совет для оператора и управляющее воздействие для процесса разогрева асфальтобетонной смеси

Ключевые слова: структура, интеллектуализация, нечеткая логика, гибридная модель, система прогнозирования, разогрев битума, асфальтобетонная смесь

Введение

Автомобильные дороги – это одна из важнейших частей экономической составляющей нашей страны. Их надежность, долговечность и безопасность определяются качеством дорожного покрытия на основе асфальтобетонных смесей. Смесей изготавливаются на асфальтобетонных заводах. Из-за высоких температур при подогреве компонентов асфальтобетонной смеси, а особенно при разогреве битума, данный процесс является потенциально опасным.

Процесс разогрева битума: особенности взаимодействия между отдельными параметрами

При управлении процессом разогрева битума возможно выделение двух категорий переменных, показанных на рис. 1 – присущих непосредственно процессу технологических переменных, а также переменных, относящихся к электронагревателям, являющимся погружными, врезными [1].

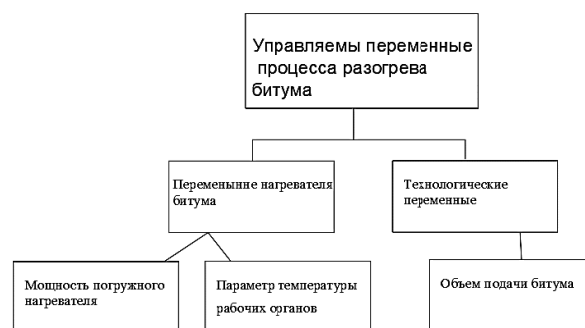


Рис. 1. Состав относящихся к процессу разогрева битума управляемых переменных

Связанные с нагревателем битума переменные представлены в виде:

- характеризующего присущую рабочим органам температуру параметра;
- присущей погружному нагревателю мощности, кВт.

Данные переменные относятся к эксплуатации систем и устройств.

Объем подаваемого битума представляет собой связанную с процессом переменную, являющуюся технологической.

Гибридная модель прогнозирования состояния потенциально-опасного технологического процесса разогрева битума

В традиционных системах управления потенциально-опасными производствами, в том числе разогрев битума, не существует модулей прогнозирования, что вызывает неправильное протекание технологического процесса, а также приводит к большим экономическим потерям. Также следствием является необходимость перезапуска в рабочем режиме управляемый объект.

Анализ связанного с разогревом битума процесса может привести к выявлению ситуации, при которой могут быть приняты обуславливающие выход системы за эксплуатационные рамки управленческие решения.

Установлено влияние различных неопределенностей на систему. В этой связи необходимо

отметить следующее. Связанные с показателями объекта (входными, выходными) нечеткие данные могут выступать в качестве ключевых оценочных параметров. В подобных условиях существует потребность в применении связанного с нечетким управлением аппарата.

Применительно к управлению анализируемым процессом, сопряженным с потенциальной опасностью, требуется анализировать возможности по интеллектуализации принятия решений [2].

Моделирование системы, идентифицирующей ситуации, являющихся предаварийными и аварийно-опасными, позволяет сформировать общую гибридную модель, представленную на рис. 2. Соответствующая модель включает модуль, предназначение которого – формирование прогноза изменений управляемого объекта [3].

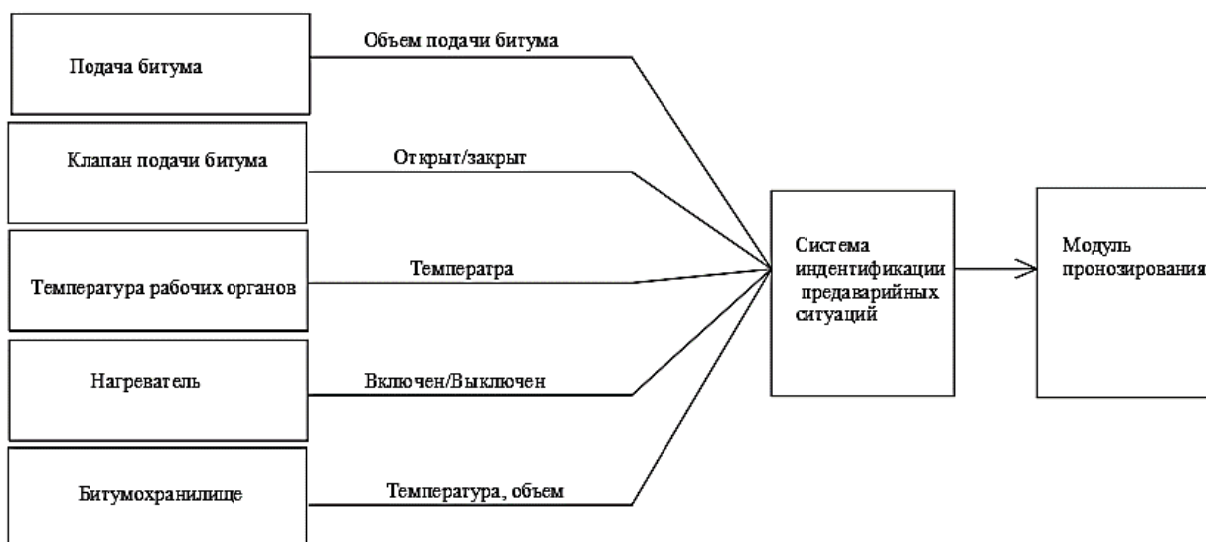


Рис. 2. Схематичное изображение модели подсистемы, идентифицирующей возникновение при разогреве битума ситуаций, являющихся предаварийными

Для того, чтобы определять присущее системе состояние, оценивать ее потенциальную динамику, т.е. формировать прогноз, необходимы диагностика, контроль.

Одним из вариантов подобного прогноза является выявление аварийных ситуаций.

Интеграция трех отраженных на рис. 3 моделей формирования прогнозов аварийных ситуаций обеспечивает определение в приведенной выше модели аварийно-опасных случаев на основе значительного числа состояний, которые потенциально может принимать система.



Рис. 3. Элементы модели гибридного типа

Обозначения на рис. 3: НМ, ПМ и ТМ соответствуют нейросетевой, производственной и термодинамической моделям.

Выполнение ТМ структуры прогнозирования предаварийных и аварийных ситуаций возможно на основе статистической модели Херста.

Анализ характеризующего персистентность процесса показателя составляет основу

$$E(t) = E(t-1) + \frac{n^{-H}}{\Gamma(H+0,5)} \times \left[\sum_{i=1}^n (i)^{H-0,5} \xi_{(1+n(M+t)-i)} + \sum_{i=1}^{n(M-1)} ((n+i)^{H-0,5-i} \times \xi_{(1+n(M-1+t)-i)} \right]. \quad (1)$$

В данной формуле обозначение H использовано применительно к характеристике наличия в процессе $y(t)$, статистической нестационарности, т.е. персистентности размаха, $H=[0;1]$; $E(t)$ – к отклонению в момент t (значения t являются целыми) в сопоставлении со средним значением вектора состояния системы $y(t)$; M – количеству анализируемых интервалов Δt ; n – числу осуществляемых применительно к интервалу $\Delta t = [t-1; t]$ итераций численного интегрирования; Γ – гамма-функции; ξ – массиву случайных чисел с нормальным распределением (единичная дисперсия, среднее значение – нулевое).

Отражающий относительный размах показателя H следует рассматривать в качестве основного.

Возможность появления аварийно-опасной ситуации возрастает, когда значение приближается к единице. По мере приближения к указанному значению возрастает возможность выхода за предусмотренные пределы.

Процесс является персистентным в случае, если значение менее единицы и более 0,5. В подобных условиях на протяжении некоторого периода будет происходить снижение (рост), если ранее приращения процесса являлись отрицательными (положительными).

Случайность отклонений процесса от среднего является абсолютной, если значение составляет 0,5.

Процесс является антиперсистентным при значениях меньше 0,5 и больше нуля. В подобном состоянии отмечается самовыравнивание, система стремится к переходу в среднее положение. В силу того, что имеются постоянные изменения по типу спад-подъем, в сопоставлении со случайным рядом изменчивость соответствующего ряда является более значительной. Возможность увеличения существует, если ранее отмечалось наличие снижения. Возможность снижения имеется, если ранее отмечалось увеличение [4].

Аппарат нечеткой логики составляет основу определения в ПМ – производственной модели образов ситуаций, являющихся предаварийными и аварийными.

указанного метода.

При этом используется следующая формула:

Предоставляемые экспертами сведения используются для того, чтобы формировать базу знаний, по которой в соответствии с нечеткой логикой система выявляет предаварийные и аварийные ситуации.

Применительно к связанному с разогревом асфальтобетонной смеси процессу имеется следующий комплекс основанных на эвристическом анализе правил.

При повышении мощности нагревателя температура растет быстрее.

При отклонении температуры разогрева битума от нормы качество готового продукта ухудшается. При температуре намного выше нормы – возможно возгорание.

Влажность окружающей среды влияет на теплоотдачу и эффективность подогрева.

Все рабочие органы должны быть прогреты одновременно, при обратном их значения не статичны и оказывают влияние на процесс разогрева в целом. Объем битума напрямую влияет на битумную установку, качество и объем производства.

Эффективность разогрева возрастает при более низком объеме битума.

Определение правил применительно ко всем явным воздействиям осуществляется аналогично.

Комплекс нечетких правил фиксируется в базе знаний.

Определение близости к ситуации, которая может рассматриваться как аварийно-опасная, осуществляется в соответствии с представленной моделью. Соответствующая ситуация представляет собой функцию, отражающую близость к аварийному состоянию фактического процесса. Пределы ее изменения $P=[0;1]$ [5].

Экспертные знания составляют основу формирования выборки, используемой для обучения, когда связанная с распознаванием аварийной ситуации математическая модель представляет собой НС – нейросетевую модель. При этом относящиеся к процессу характеристики изменяются в рамках значений, являющихся предельными.

Ниже представлена функция $y(x)$, которая может использоваться при формировании прогноза:

$$y_{j_k}^{(x)} = f\left(\sum_{i_k} b_{i_k j_k k} \cdot \dots \cdot f\left(\sum_{i_2, j_2} b_{i_2 j_2} \cdot f\left(\sum_{i_1, j_1} b_{i_1 j_1} x_{i_1 j_1} + b_{j_1}^{(0)}\right) + b_{j_2}^{(0)}\right) + b_{j_k}^{(0)}\right) \quad (2)$$

В данной функции обозначение g использовано применительно к номеру слоя; y, x – векторам характеристик сети, являющихся выходными и входными соответственно; j – номеру относящегося к слою нейрона; b, b_0 – векторов настраиваемых характеристик; i – номера входа в нейрон; $f(b, b_0, x)$ – связанной с активацией нейронов функции.

Сопоставление ситуации, имеющейся фактически, с ситуациями, которые определены в качестве эталонных, осуществляется в момент, когда на вход сети подается фактическая ситуация. Производится оценка на предмет необходимости квалифицировать ситуацию как аварийную. Основу сопоставления составляют признаки существенного характера, т.е. речь не идет о простейшем наложении фактической ситуации на эталоны.

Конкретная ситуация может быть аварийной, но отсутствовать в используемой нейросети памяти.

Запись ситуации в память производится в случае, если модель впервые сталкивается с ситуацией, которая является аварийной, т.е. если выявление аварийной ситуации не происходит. Оператору следует предоставить согласие на осуществление указанной операции. Для реализации данной операции определяется ответственный за ситуацию участок нейронов. В дальнейшем, когда модель вновь столкнется с подобной ситуацией, будет осуществляться определение ее в качестве аварийной.

В сопоставлении с НМ способность к экстраполяции у ПМ является более низкой. При этом интерполирующие характеристики ПМ являются наиболее совершенными. При этом

по мере того, как аккумулируются данные, возможно улучшение данных характеристик.

ТМ обеспечивает предупреждение в отношении аварийно-опасных ситуаций. Данная система обеспечивает предоставление сформированного прогноза. Характеристики поведения могут быть ошибочными, если используемые для функционирования указанной модели ряды включают редкие значения. Для успешного функционирования соответствующей модели необходимо наличие больших массивов данных.

В сопоставлении с моделью, которая является продукционной, экстраполирующие возможности НМ более развиты. В то же время в ситуациях, предполагающих необходимость без изменения запомненной ранее информации вводить новую информацию эффективность НМ – низкая.

Следует в этой связи отметить, что наиболее точное прогнозирование возможно в случае интеграции соответствующих моделей.

Рис. 4 отражает модуль управления, осуществляемого в отношении множеств, являющихся нечеткими. Данный модуль будет представлять собой ключевую составляющую в обеспечивающем выявление аварийной ситуации программном комплексе.

Элементы указанного модуля представлены в виде трех блоков, которые:

- отображают в значения рекомендаций или управляющих воздействий выходные нечеткие множества;
- вырабатывают решения;
- приводят к нечетким множествам переменные состояния.

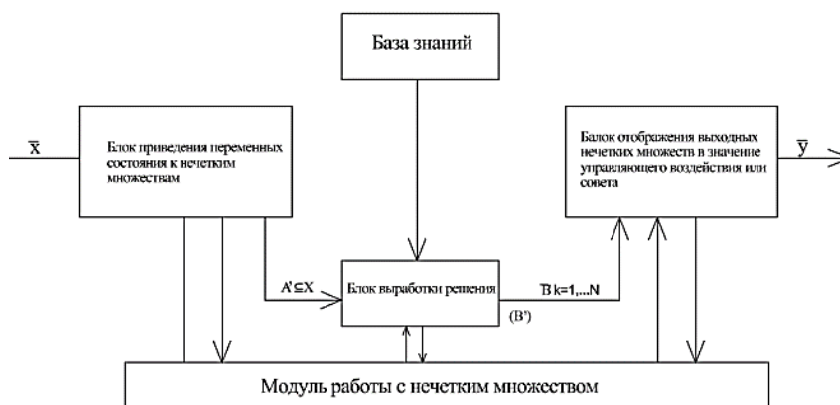


Рис. 4. Входящие в состав модуля нечеткого управления элементы

Для реализации системы с применением указанного модуля возможно использование управляемых процессами с бинарной логикой ЭВМ и контроллеров.

Соответственно, обеспечивается возможность применения не предусматривающих аппаратную поддержку нечеткой математики технических средств для использования указанной математики.

Для того, чтобы формально представлять знания экспертов, практические знания, используется база связанных с нечетким выводом правил. На ее основе при появлении конкретных ситуаций осуществляется выработка управленческих решений системой.

Правила нечетких продукций, применяемые в системах нечеткого вывода, характеризуются тем, что нечеткие лингвистические высказывания в них используются для выражения заключений и условий.

Формирование вышеуказанной базы правил предполагает необходимость определения множеств правил нечетких продукций, а также лингвистических переменных, являющихся выходными, входными.

Для того, чтобы выявлять образ фактической ситуации, сопоставлять данный образ с аварийными ситуациями, которые предусмотрены в качестве эталонных, требуется наличие обеспечивающего принятие решений модуля в прогнозирующей аварийные ситуации системе. Соответствующий модуль обладает возможностью предоставления оператору рекомендаций. Данный модуль также реализует в отношении связанного с разогревом асфальтобенной смеси управляющие воздействия.

Заключение

1. Проанализировано взаимодействие структурных параметров процесса разогрева

битума и управляемые переменные разделены на две группы.

2. Рассмотрена гибридная модель прогнозирования состояния потенциально-опасного технологического процесса разогрева битума. В результате рассмотрения трех видов моделей: термодинамической, производственной и нейросетевой были выявлены их достоинства и недостатки. Сделан вывод, что для получения максимально верных прогнозов аварийных ситуаций необходимо применять композицию этих трех моделей.

3. Выявлена важность создания программного комплекса для разработки системы прогнозирования.

Литература

1. Волков И.Н., Бурковский В.Л. Алгоритмизация управления технологическими процессами производства асфальтобетонных смесей // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 5. С. 16-22.
2. Бурковский В.Л., Волков И.Н. Проблематика управления технологическими процессами в дорожном строительстве // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 2. С. 15-20.
3. Макаш И.С. Интеллектуализация процесса управления потенциально опасным производством на основе гибридной модели прогноза динамики состояния (на примере сушки барды): дис. ... канд. техн. наук: 05.13.01. Воронеж, 2016. 155 с.
4. Волков И.Н., Бурковский В.Л., Шелякин В.П. Интеллектуализация принятия решений в системе управления технологическим процессом производства асфальтобетонной смеси // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2024. Т. 20. № 1. С. 39-44.
5. Макаш И.С., Бурковский В.Л. Структура системы управления технологическим процессом сушки основного отхода производства в спиртовой отрасли // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8. № 11. С. 152-154.

Поступила 11.12.2024; принята к публикации 10.03.2025

Информация об авторах

Волков Иван Николаевич – аспирант кафедры электропривода, автоматики и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7 (908) 141-26-12, e-mail: ivan1900volkov@mail.ru, ORCID <https://orcid.org/0000-0003-4196-5688>

Бурковский Виктор Леонидович – д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой электропривода, автоматики и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7 (473) 243-77-20, e-mail: bvl@vorstu.ru

HYBRID MODEL FOR FORECASTING THE STATE OF A POTENTIALLY HAZARDOUS TECHNOLOGICAL PROCESS

I.N. Volkov, V.L. Burkovskiy

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: highways are one of the most important parts of the economic component of our country. Their reliability, durability and safety are determined by the quality of the road surface based on asphalt concrete mixtures. The mixtures are made at asphalt concrete plants. Due to the high temperatures during heating of the mixture components, and especially during heating of bitumen, this process is potentially dangerous. The purpose of the article is to make a hybrid model for predicting the state in order to avoid emergency situations. We analyzed the structural parameters of the bitumen heating process, identified two categories of variables and considered each stage. After that, we considered a hybrid model for predicting a potentially dangerous technological process. We considered three model options: production, thermodynamic and neural network. Each had positive and negative sides and we concluded that in order to obtain the most accurate forecasts of emergency situations, it is necessary the emergency situation forecasting system. This system requires a decision module to determine the image of the given situation and compare it with standard emergency situations. In addition, the decision module can generate advice for the operator and control action for the process of heating the asphalt concrete mixture

Key words: structure, intellectualization, fuzzy logic, hybrid model, forecasting system, bitumen heating, asphalt concrete mixture

References

1. Volkov I.N., Burkovskiy V.L. "Algorithmization of control of technological processes of production of asphalt concrete mixtures", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 5, pp. 16-22.
2. Burkovskiy V.L., Volkov I.N. "Problems of control of technological processes in road construction", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 2, pp. 15-20.
3. Makash I.S. "Intellectualization of the process of management of potentially hazardous production based on a hybrid model for forecasting the dynamics of the state (on the example of drying stillage)" ("Intellektualizatsiya protsessa upravleniya potentsial'no opasnym proizvodstvom na osnove gibridnoy modeli prognoza dinamiki sostoyaniya (na primere sushki bardy)", Cand. of Tech. Sci. diss., Voronezh, 2016, 155 p.
4. Volkov I.N., Burkovskiy V.L., Shelyakin V.P. "Intellectualization of decision-making in the process control system for the production of asphalt concrete mixtures", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2024, vol. 20, no. 1, pp. 39-44.
5. Makash I.S., Burkovskiy V.L. "Structure of the process control system for drying the main production waste in the alcohol industry", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2012, vol. 8, no. 11, pp. 152-154.

Submitted 11.12.2024; revised 10.03.2025

Information about the authors

Ivan N. Volkov, graduate student, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktaybrya str., Voronezh, 394006, Russia), tel.: +7 (908)141-26-12, e-mail: ivan1900volkov@mail.ru, ORCID <https://orcid.org/0000-0003-4196-5688>

Viktor L. Burkovskiy, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktaybrya str., Voronezh, 394006, Russia), tel.: +7 (473) 243-77-20, e-mail: bvl@vorstu.ru

НЕЧЕТКИЙ МУРАВЬИНЫЙ АЛГОРИТМ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ МАРШРУТОВ СУДОВ В БЕЛОМ МОРЕ

Н.В. Кошуняева, А.Г. Тутыгин

Федеральный исследовательский центр комплексного изучения Арктики имени академика
Н.П. Лаврова Уральского отделения Российской академии наук, г. Архангельск, Россия

Аннотация: представлено применение алгоритма муравьиной колонии для решения задачи коммивояжера в контексте логистики Белого моря. Специфика арктических условий, характеризующихся высокой степенью неопределенности временных ограничений, связанных с ледовой обстановкой, погодными явлениями и ограниченной навигацией, требует адаптации классических методов оптимизации. Для адекватного учета этой неопределенности в предложенном алгоритме используется представление временных ограничений с помощью нечетких треугольных чисел. Это позволяет моделировать нечеткость оценок времени прибытия и отправления между портами и учитывать риски задержек, вызванных непредсказуемостью арктической среды. Проведены вычислительные эксперименты с целью анализа влияния различных значений параметров муравьиной колонии на качество и скорость сходимости алгоритма. Результаты экспериментов демонстрируют эффективность предложенного подхода в решении задачи оптимизации для логистики Белого моря, обеспечивая возможность формирования более устойчивых и надежных маршрутов, учитывающих природные и климатические особенности региона. Использование нечетких чисел с треугольной функцией принадлежности значительно повышает адекватность и реалистичность модели, делая ее более применимой для практических задач планирования морских перевозок в сложных арктических условиях.

Ключевые слова: транспортная логистика, российская Арктика, Белое море, мультиагентное моделирование, муравьиный алгоритм, задача коммивояжера, нечеткие числа

Благодарности: работа выполнена в рамках государственного задания лаборатории проблем развития территорий по теме НИР «Теоретико-методологические основы комплексного управления ресурсами развития территорий в современных условиях (на примере западной части Арктической зоны Российской Федерации)»

Введение

Эффективная и безопасная логистика морских перевозок играет ключевую роль в развитии прибрежных регионов и обеспечении снабжения удаленных портов и портопунктов. Белое море, как одно из морей западной части российской Арктики, характеризуется сложными гидрометеорологическими условиями. Оно является внутренним морем Северного Ледовитого океана и одной из ключевых водных транспортных систем Арктики. В его портах и портопунктах берут свое начало важнейшие маршруты «северного завоза», а также транспортные подходы к Северному морскому пути [1].

Природные условия в Арктике постоянно изменяются, что прямым образом влияет на судоходство. Так, сокращение площади ледяного покрова в морях Северного Ледовитого океана привело к заполнению битым льдом проливов прибрежных акваторий, увеличению высоты ветровых волн, росту уровня моря, более интенсивному переотложению наносов, в том числе и на фарватерах [2].

Использование моделирования для планирования оптимальных по времени маршрутов, для мониторинга и анализа транспортных систем Арктической зоны РФ предполагает обязательный учёт природных, географических, экологических и других факторов региона [3].

Традиционные методы, основанные на детерминированных и даже стохастических моделях, по самым разным причинам зачастую оказываются неспособными адекватно учитывать неопределенность, связанную с погодными условиями, глубинами и другими факторами, влияющими на время прохождения судами своих маршрутов. В связи с этим в работе предлагается подход к оптимизации морских маршрутов, основанный на использовании нечетких чисел для моделирования неопределенности и муравьиного алгоритма для поиска оптимального маршрута между пунктами и портопунктами Белого моря. Этот подход позволяет более адекватно оценивать риски и разрабатывать гибкие схемы маршрутов, способные адаптироваться к изменяющимся условиям Арктики.

Материалы и методы решения

Оптимизация маршрутов в Арктике сводится к поиску кратчайшего пути для посещения нескольких точек, что по сути является вариантом классической задачи коммивояжера [4].

Одним из наиболее эффективных инструментов для решения подобных задач является мультиагентное моделирование, предоставляющее возможность проводить имитацию поведения отдельных агентов и их взаимодействий в сложных системах. Среди достоинств указанного подхода можно выделить такие, как: распределенная структура управления благодаря независимости агентов; способность агентов адаптироваться к изменениям внешней среды, включая погодные и иные факторы; устойчивость системы, обеспечивающая ее функционирование даже при потере работоспособности некоторых компонентов [5].

В нашей модели каждый агент имитирует транспортное средство (судно), а в качестве пунктов назначения выступают прибрежные поселки, портовые комплексы, пристани и другие значимые инфраструктурные объекты. Агенты осуществляют перемещения по заданным траекториям, принимая во внимание сведения о дистанциях, временных затратах на перемещение и погодной обстановке. Они также активно взаимодействуют между собой, делясь информацией о посещенных локациях и проложенных маршрутах, что способствует их непрерывному обучению и совершенствованию принимаемых решений.

Для решения задачи коммивояжера среди мультиагентных методов наиболее эффективным является алгоритм муравьиной колонии, так как он быстрее сходится к оптимальному решению по сравнению с другими роевыми алгоритмами [6, 7].

Алгоритм муравьиной колонии основан на имитации поведения муравьев при поиске оптимальных путей к пищевым ресурсам [8]. В его основе лежит принцип самоорганизации: агенты-муравьи, стартуя из исходного положения, осуществляют свободное передвижение по заданной области. При достижении цели каждый муравей оставляет за собой феромоновый след, интенсивность которого отражает эффективность пройденного им маршрута. Другие агенты, ориентируясь на феромон, с большей вероятностью будут выбирать именно этот путь, что способствует постепенному приближению всей колонии к наилучшему решению.

При применении муравьиного алгоритма требуется задать ключевые параметры: α определяющий количество феромона, оставленного на пройденном участке, и β влияющий на «видимость» перспективного пути. При построении модели в условиях северных морей эти параметры могут быть напрямую связаны с такими факторами, как ледовая обстановка, толщина, концентрация и вид льда, а также с ветровыми условиями, силой течений и наличием тумана или снега.

Трудность в точном определении численных значений, отражающих влияние многочисленных природных факторов в северных морях, обуславливает необходимость использования альтернативных подходов для учета неопределенности. Среди таких подходов в условиях данной задачи будет уместно использование нечетких чисел с некоторой функцией принадлежности.

Нечеткие числа представляют собой обобщение понятия числа, позволяющее моделировать неточность и неопределенность, характерные для реальных систем.

Под нечетким числом понимается нечеткое множество A , определенное на универсальном множестве X , характеризующееся функцией принадлежности, которая каждому элементу $x \in X$ ставит в соответствие степень его принадлежности множеству A . Функция принадлежности принимает значения на отрезке $[0, 1]$, где 0 означает полное отсутствие принадлежности, а 1 – полную принадлежность, при этом значение, меньшее 0,5, указывает на низкую степень принадлежности, а большее, чем 0,5 – на высокую степень принадлежности множеству A . При этом значение функции принадлежности 0,5 является точкой нерешительности, где экспертная оценка принадлежности неоднозначна [8].

Для конечных или счетных универсальных множеств X нечеткое подмножество A может быть представлено в виде дискретной суммы:

$$A = \sum_{i=1}^n \mu_A(x_i)/x_i, \quad x_i \in X$$

При использовании нечетких чисел принципиальным моментом является определение соответствующей функции принадлежности. Ее выбор существенно влияет на точность и интерпретируемость результатов при работе с нечеткими числами. Среди функций принадлежности выделяют треугольную, трапециевидную,

В большинстве случаев при работе с эмпирическими данными предпочтительнее является треугольная функция принадлежности ввиду простоты её представления и обработки, адаптации к экспертным знаниям, вычислительной эффективности.

Треугольному нечеткому числу X соответствует нечеткое множество A , функция принадлежности $\mu_A(x)$ которого определена на множестве положительных действительных чисел и имеет вид:

$$\mu_A(x) = \begin{cases} \frac{x-l}{a-l}, & \text{если } x \in [l, a] \\ \frac{x-r}{a-r}, & \text{если } x \in [a, r] \\ 0, & \text{в противном случае} \end{cases}$$

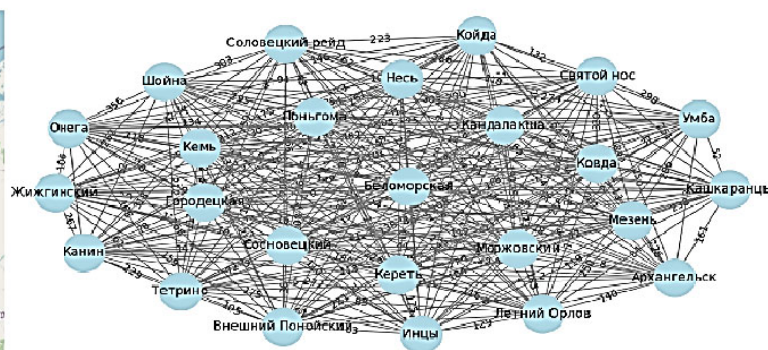
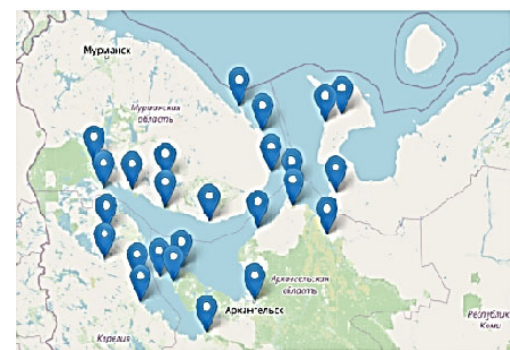


Рис. 1. Пункты Белого моря и полный граф расстояний между пунктами

Реализация стратегии оптимизации, основанной на алгоритме муравьиной колонии, ста-

$$X - Y = (l_x - l_y, a_x - a_y, r_x - r_y)$$

$$X * Y = (l_x * l_y, a_x * a_y, r_x * r_y)$$

$$X / Y = (l_x / l_y, a_x / a_y, r_x / r_y)$$

Учитывая, что наибольшее влияние на производительность алгоритма оказывают параметры, определяющие важность феромонного следа α и важности эвристической информации β , удобно представить их треугольными нечеткими числами:

$$\alpha = (l_\alpha, a_\alpha, r_\alpha), \beta = (l_\beta, a_\beta, r_\beta).$$

Результаты исследования и их обсуждение

библиотек, предназначенных для работы с данными, проведения анализа, построения графиков и реализации математических моделей, включая модели, основанные на теории нечетких множеств, что критически важно для адек-

ватной обработки информации об арктических условиях. Параметры α и β в алгоритме муравьиной колонии варьировались для исследования их влияния на сходимость и качество получаемых решений.

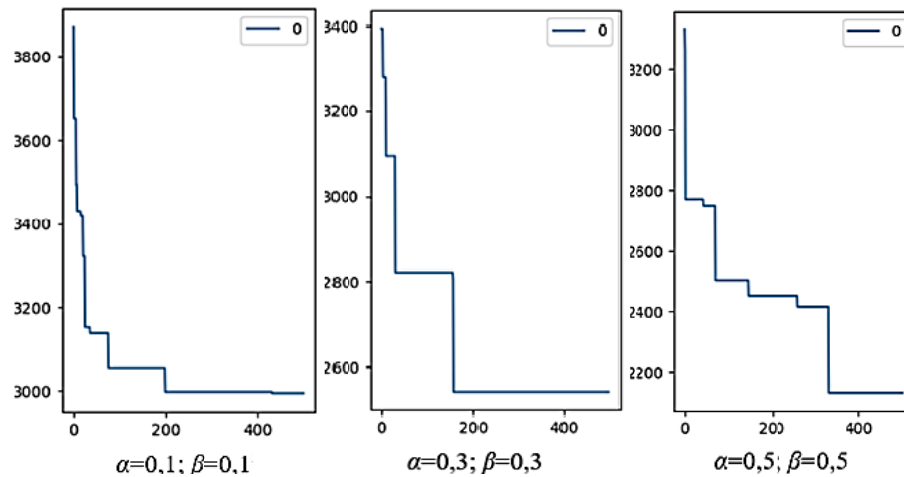
Таблица 1

Расстояние между основными пунктами и портопунктами Белого моря в километрах

[illegible]

В качестве значений параметров были последовательно использованы 0.1, 0.3 и 0.5. Анализ результатов показал, что наименее эффективная сходимость алгоритма достигается при значениях $\alpha = 0.1$ и $\beta = 0.1$, а наиболее

эффективная – при $\alpha = 0.5$ и $\beta = 0.5$. Динамика сходимости алгоритма для различных сочетаний параметров представлена на рис. 2.

Рис. 2. Динамика сходимости алгоритма для различных значений параметров α и β

На основе результатов решения задачи коммивояжера были построены графы, визуализирующие маршруты и расстояния между посещенными пунктами. На рис. 3 представлен

граф, соответствующий решению при значениях параметров $\alpha = 0.1$ и $\beta = 0.1$. Общая длина пути при этом составила 2888 км.

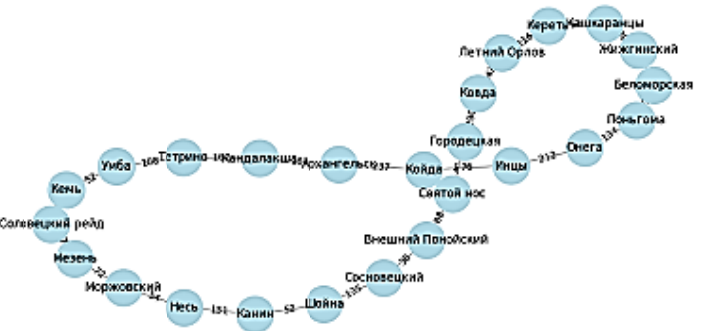
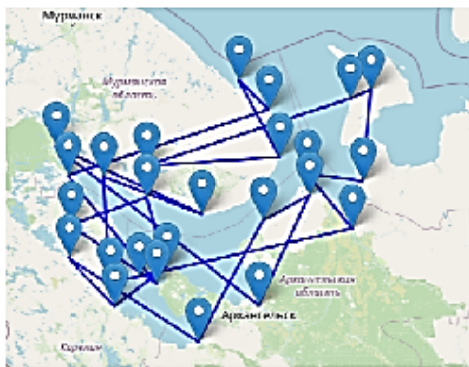
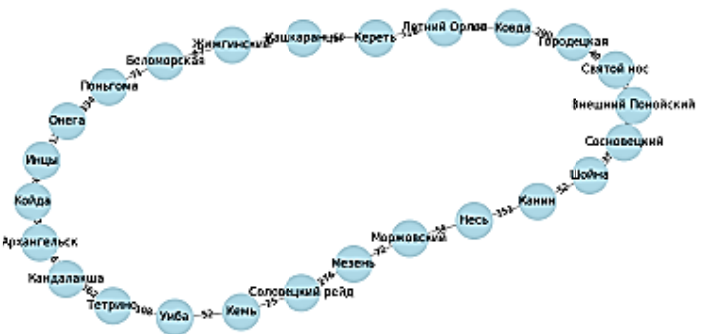
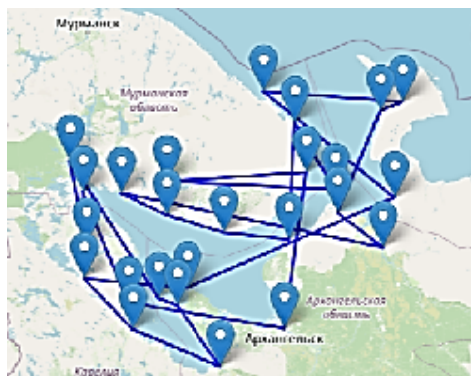
Рис. 3. Маршрут и граф маршрута в задаче коммивояжера для пунктов Белого моря муравьиным алгоритмом нечеткими параметрами $\alpha = 0.1$ и $\beta = 0.1$

Рис. 4 демонстрирует граф, построенный для решения задачи коммивояжера при

$\alpha = 0.3$ и $\beta = 0.3$. Длина этого пути составляет 2541 км.

Рис. 4. Маршрут и граф маршрута в задаче коммивояжера для пунктов Белого моря муравьиным алгоритмом нечеткими параметрами $\alpha = 0.3$ и $\beta = 0.3$

На рис. 5 представлена визуализация результатов работы муравьиного алгоритма при

$\alpha = 0.5$ и $\beta = 0.5$. Длина пути в этом случае равна 2212 км.

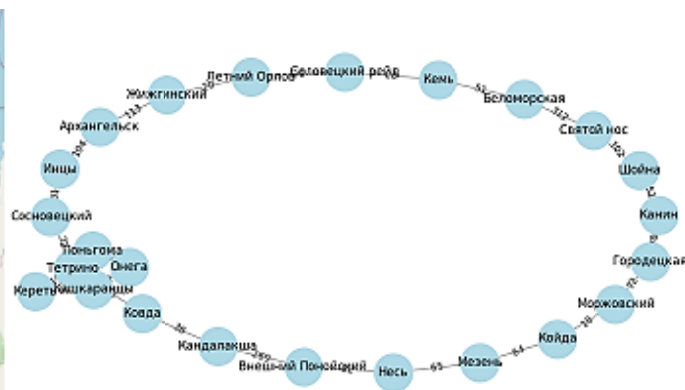
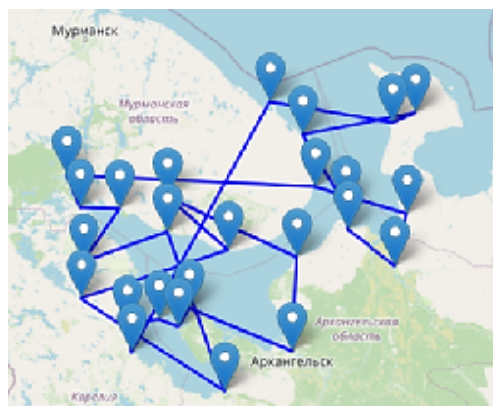


Рис. 5. Маршрут и граф маршрута в задаче коммивояжера для пунктов Белого моря муравьиным алгоритмом нечеткими параметрами $\alpha = 0.5$ и $\beta = 0.5$

Проведенное исследование позволило выявить, что даже незначительные вариации параметров α и β приводят к существенным колебаниям во временной стоимости пути. Это подчеркивает необходимость точной калибровки данных параметров для получения адекватной модели. Однако точная численная оценка влияния множества природных факторов для северных морей зачастую затруднена, а применение муравьиного алгоритма для решения задачи коммивояжера в Белом море сталкивается с проблемой влияния разнообразных природных факторов, которые могут существенно увеличивать длину маршрутов.

Следовательно, для более корректного учета неопределенности параметров α и β в муравьином алгоритме представляется логичным применение нечетких чисел и отношений [10]. В частности, для оценки параметров использу-

ются треугольные нечеткие числа, позволяющие трансформировать исходную задачу поиска кратчайшего пути в нечеткую постановку.

Для добавления нечеткости в модель муравьиного алгоритма, реализованного на языке Python, был задействован модуль skfuzzy, обеспечивающий поддержку нечетких чисел, включая треугольные. Повторим, что в ходе решения задачи коммивояжера четкие значения параметров α и β были заменены на соответствующие им треугольные нечеткие числа, имеющие вид $\alpha = (0.1, 0.3, 0.5)$ и $\beta = (0.1, 0.3, 0.5)$. По результатам проведенного вычислительного эксперимента, общая длина найденного маршрута составила 3027 км. Графическое представление данного решения с использованием нечетких отношений приведено на рис. 6.

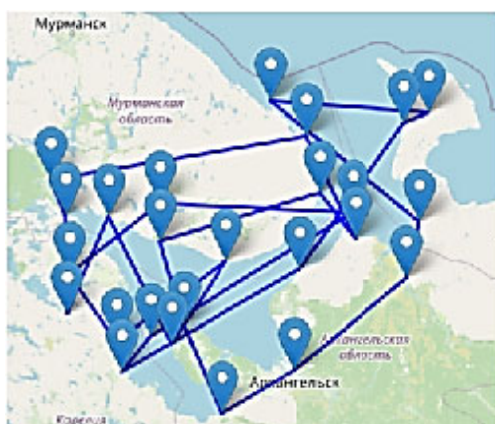


Рис. 6. Граф маршрута в задаче коммивояжера для портов Белого моря муравьиным алгоритмом с нечеткими параметрами $\alpha = (0.1, 0.3, 0.5)$ и $\beta = (0.1, 0.3, 0.5)$

Результаты применения нечетких чисел в модели муравьиного алгоритма показывают, что длина полученного маршрута превышает аналогичный показатель, полученный при использовании четких значений параметров. Вместе с тем, введение нечетких чисел обеспечивает возможность учета неопределенностей, обусловленных, в частности, природно-климатическими условиями Севера и Арктики.

Заключение

Для задачи оптимизации пути между портами и портопунктами Белого моря традиционные детерминированные методы планирования маршрутов оказываются недостаточно гибкими в условиях постоянно меняющейся среды, характеризующейся неопределенностью погодных условий, ледовой обстановки и другими факторами.

Применение мультиагентного моделирования, в частности, алгоритма муравьиной колонии, обеспечивает распределенную структуру управления, устойчивость системы и возможность адаптации агентов к изменениям внешней среды.

Муравьиный алгоритм, основанный на использовании нечетких чисел, используемый для моделирования неопределенности и поиска оптимальных маршрутов, позволяет более реалистично оценивать риски и разрабатывать гибкие маршруты, способные адаптироваться к изменяющимся условиям.

Результаты работы показывают, что применение муравьиного алгоритма с нечеткими числами позволяет оптимизировать логистику морских перевозок, снизить временные затраты и повысить безопасность судоходства в сложных условиях северных морей. Предложенный подход может быть использован для дальнейших исследований и разработки практических инструментов при планировании морских пере-

возок в Арктике, а также в других регионах с аналогичными условиями.

Литература

1. Носырев Н.С., Урыков В.А., Чижова Л.А. Трансформация транспортно-логистических схем арктических городов и приоритеты промышленной политики региона (на примере архангельской агломерации) // Экономика Северо-Запада: проблемы и перспективы развития. 2022. № 3 (70). С. 133-141.
2. Влияние наблюдаемых изменений климатических условий на хозяйственную деятельность в морях Российской Арктики / К.В. Фильчук, В.Б. Коробов, А.В. Юлин, Т.В. Шевелева // Российская Арктика. 2022. № 17. С. 21-33.
3. Социально-экономическое развитие арктического макрорегиона: комплексный подход: монография // Л.А. Чижова, А.Г. Тутыгин, А.О. Подоплёкин [и др.]. Архангельск: КИРА, 2022. 292 с.
4. Проблемы моделирования логистических операций в Арктической зоне Российской Федерации // А.Г. Тутыгин, Е.О. Антипов, В.Б. Коробов. Архангельск: КИРА, 2020. 244 с.
5. Макаров В.Л., Бахтизин А.Р., Сушко Е.Д. Агент-ориентированные модели. М.: ГАУГН, 2022. 198 с.
6. Белых М.А., Баранов Д.А., Барабанов В.Ф. Сравнительный анализ работы эволюционных алгоритмов при решении многокритериальной транспортной задачи без ограничений // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2024. Т. 20. № 4. С. 43-48.
7. Кошуняева Н.В. Особенности моделирования транспортно-логистических систем в Арктической зоне РФ // II Лавёровские чтения Арктика: актуальные проблемы и вызовы. Сборник научных материалов Всероссийской конференции с международным участием. Архангельск, 2023. С. 683-686.
8. Кобышева Л.К. Основы теории нечетких множеств: учебное пособие. Санкт-Петербург: Питер, 2011. 192 с.
9. Шевляков А.О. Алгебраические операции с нечеткими треугольными числами с использованием алгебры двухкомпонентных чисел // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: системный анализ и информационные технологии. Воронеж, 2017. № 1. С. 149-153.
10. Dudeja C. Fuzzy-based modified particle swarm optimization algorithm for shortest path problems, Soft. Comput. 23 (17) (2019) 8321–8331. URL: <https://link.springer.com/article/10.1007/s00500-019-04112-1> (дата обращения: 05.05.2024).

Поступила 05.02.2025; принята к публикации 29.04.2025

Информация об авторах

Кошуняева Надежда Владимировна – научный сотрудник, Федеральный исследовательский центр комплексного изучения Арктики им. акад. Н.П. Лаврова Уральского отделения Российской академии наук (163020, Россия, г. Архангельск, Никольский пр., 20), e-mail: n.koshunyaeva@narfu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0007-0779-9141>

Тутыгин Андрей Геннадьевич – ведущий научный сотрудник, Федеральный исследовательский центр комплексного изучения Арктики им. акад. Н.П. Лаврова Уральского отделения Российской академии наук (163020, Россия, г. Архангельск, Никольский пр., 20), e-mail: andgt64@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9821-651X>

FUZZY ANT ALGORITHM FOR OPTIMIZING SHIP ROUTES IN THE WHITE SEA

N.V. Koshunyaeva, A.G. Tutygin

N. Laverov Federal Center for Integrated Arctic Research of Ural Branch of Russian Academy of Sciences, Arkhangelsk, Russia

Abstract: we present the application of the ant colony optimization to solve the problem of the salesman in the context of the logistics of the White Sea. The specifics of the Arctic conditions characterized by a high degree of uncertainty of temporary restrictions related to the ice situation, weather phenomena and limited navigation requires adaptation of classical optimization methods. For adequate accounting of this uncertainty, the proposed algorithm uses the presentation of temporary restrictions using fuzzy triangular numbers. This allows you to simulate the vagueness of assessments of the time of arrival and departure between the ports and take into account the risks of delays caused by the unpredictability of the Arctic environment. We carried out computational experiments in order to analyze the impact of various values of the ant colony optimization parameters on the quality and speed of the algorithm. The results of the experiments demonstrate the effectiveness of the proposed approach in solving the optimization problem for the logistics of the White Sea, providing the possibility of forming more stable and reliable routes that take into account the natural and climatic features of the region. The use of fuzzy numbers with a triangular function of belonging significantly increases the adequacy and realism of the model, making it more applicable for practical tasks of planning marine transportation in difficult arctic conditions

Key words: transport logistics, Russian Arctic, White Sea, multi-agent modeling, ant algorithm, traveling salesman problem, fuzzy numbers

Acknowledgements: the work was carried out within the framework of the state assignment of the Laboratory of problems of territorial development on the research topic «Theoretical and methodological foundations of integrated resource management of territorial development in modern conditions (using the example of the western part of the Arctic zone of the Russian Federation)»

References

1. Nosyrev N.S., Urykov V.A., Chizhova L.A. "Transformation of transport and logistics schemes of Arctic cities and priorities of industrial policy of the region (on the example of Arkhangelsk agglomeration)", *Economy of the North-West: Problems and Prospects of Development (Ekonomika Severo-Zapada: problemy i perspektivy razvitiya)*, 2022, no. 3 (70), pp. 133-141, DOI: 10.52897/2411-4588-2022-3-133-141
2. Filchuk K.V., Korobov V.B., Yudin A.V., Sheveleva T.V. "The influence of observed changes in climatic conditions on economic activity in the seas of the Russian Arctic", *The Russian Arctic (Russkaya Arktika)*, 2022, no. 17, pp. 21-33, DOI: 10.24412/2658-4255-2022-2-21-33
3. Chizhova L.A., Tutygin A.G., Podoplekin A.O. et al. "Socio-economic development of the Arctic macroregion: an integrated approach" ("Sotsial'no-ekonomicheskoe razvitie arkticheskogo makroregiona: kompleksnyy podkhod"), monograph, Arkhangelsk, KIRA, 2022, 292 p.
4. Tutygin A.G., Antipov E.O., Korobov V.B. "Problems of modeling logistics operations in the Arctic zone of the Russian Federation" ("Problemy modelirovaniya logisticheskikh operatsiy v Arkticheskoy zone Rossiyskoy Federatsii"), Arkhangelsk: KIRA, 2020, 244 p.
5. Makarov V.L., Bakhtizin A.R., Sushko E.D. "Agent-oriented models" ("Agent-oriyentirovannye modeli"), Moscow: GAUGN, 2022, 198 p.
6. Belykh M.A., Baranov D.A., Barabanov V.F. "Comparative analysis of the work of evolutionary algorithms in solving a multicriteria transport problem without restrictions", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2024, vol. 20, no. 4, pp. 43-48.
7. Koshunyaeva N.V. "Features of modeling transport and logistics systems in the Arctic zone of the Russian Federation", *Proc. of the All-Russian Conf. with Int. Participation: II Lavery Readings Arctic: Actual Problems and Challenges (II Lavorovskie chteniya Arktika: aktual'nyye problemy i vyzovy)*, Arkhangelsk, 2023, pp. 683-686.
8. Konysheva L.K. "Fundamentals of the theory of odd sets" ("Osnovy teorii nechetkikh mnozhestv"), textbook. St. Petersburg: Piter, 2011, 192 p.
9. Shevlyakov A.O. "Algebraic operations with fuzzy triangular numbers using the algebra of two-component numbers", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2017, no. 1, pp.149-153
10. Dudeja S. "Fuzzy-based modified particle swarm optimization algorithm for shortest path problem", *Soft. Comput.*, 2019, no. 23 (17), pp. 8321-8331, available at: <https://link.springer.com/article/10.1007/s00500-019-04112-1> (date of access: 05.05.2024).

Submitted 05.02.2025; revised 29.04.2025

Information about the authors

Nadezhda V. Koshunyaeva, researcher, N. Laverov Federal Center for Integrated Arctic Research of the Ural Branch of the Russian Academy of Sciences (FECIAR UrB RAS) (20 Nikolskiy Ave., Arkhangelsk 163020, Russia), e-mail: n.koshunyaeva@narfu.ru, <https://orcid.org/0009-0007-0779-9141>

Andrey G. Tutygin, leading researcher, N. Laverov Federal Center for Integrated Arctic Research of the Ural Branch of the Russian Academy of Sciences (FECIAR UrB RAS) (20 Nikolsky Ave., Arkhangelsk 163020, Russia), e-mail: andgt64@yandex.ru, <https://orcid.org/0000-0001-9821-651X>

АЛГОРИТМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ СОВЕРШЕННЫХ НОРМАЛЬНЫХ ФОРМ БУЛЕВЫХ ФУНКЦИЙ

А.А. Акинин, Ю.С. Акинина, Д.Д. Свиноухов

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: предложен обобщенный алгоритм решения задачи восстановления совершенных нормальных форм булевых функций по их исходным сокращенным дизъюнктивным или конъюнктивным нормальным формам. Данная задача относится к классу NP-полных, решение которых чаще всего реализуется перебором всех возможных вариантов решений. Предложенный алгоритм обладает минимальной вычислительной сложностью, так как позволяет вычислять каждый минтерм совершенной дизъюнктивной нормальной формы и каждый макстерм совершенной конъюнктивной нормальной формы не перебором всех возможных вариантов решений, а путем алгоритмической реализации двоичного счетчика с фиксированными значениями некоторых разрядов, что и обеспечивает максимальное быстродействие алгоритма восстановления. Алгоритм базируется на построении таблицы истинности булевой функции в битовом массиве памяти, причем двоичный адрес обращения к этой памяти интерпретируется как соответствующая элементарная конъюнкция или дизъюнкция максимального ранга, что при необходимости существенно упрощает получение аналитического описания булевой функции. В аналитическое описание конъюнкции или дизъюнкции переменные входят с индексом, равным соответствующему номеру разряда адреса битового массива, в котором формируется таблица истинности. Объем таблицы истинности зависит только от количества (n) переменных логической функции и однозначно определяется величиной 2^n , что гарантирует возможность резервирования минимально необходимого ресурса памяти ЭВМ для надежного решения задачи восстановления совершенных форм

Ключевые слова: алгоритм, конъюнктивная нормальная форма, совершенная конъюнктивная нормальная форма, дизъюнктивная нормальная форма, совершенная дизъюнктивная нормальная форма, таблица истинности

Введение

При синтезе и анализе современных комбинационных схем часто требуется решение двух противоположных задач – задач минимизации их аналитического описания и задач восстановления сокращенного аналитического описания до, так называемых, совершенных дизъюнктивных или конъюнктивных нормальных форм.

Совершенные нормальные формы булевых функций (БФ) имеют широкое применение в различных научно-технических областях. Так, например, для построения протоколов аутентификации с нулевым разглашением знаний, используются модулярные коды класса вычетов, которые позволяют заменить вычислительное устройство, реализующее операцию возведения в степень по модулю, на соответствующий кодопреобразователь, который является сложной комбинационной схемой. Эффективность работы кодопреобразователя во многом зависит от правильности перехода от таблиц истинности (ТИ) БФ к их совершенным нормальным формам [1].

При проектировании логических преобразователей (ЛП) в специфическом элементном

базисе, именуемым в отечественной литературе базисом Жегалкина, возникает задача восстановления совершенной дизъюнктивной нормальной формы (СДНФ) БФ по ее дизъюнктивной нормальной форме (ДНФ) или ТИ [2]. Базис Жегалкина состоит из многовходовых элементов «И», двухвходовых элементов «XOR» и элементов «генератор логической 1». Достоинство этого базиса состоит в том, что логические преобразователи, реализованные на его основе, тестируются легче, чем ЛП, реализованные в основном элементном базисе (многовходовые элементы «И», «ИЛИ» и элементы «НЕ»).

При создании экспертных систем и автоматизации доказательства теорем широко используются интеллектуальные алгоритмы, основанные на моделях представления знаний, а непосредственно для автоматизации логического вывода широко используется метод резолюций, задачей которого является проверка, является ли какая-либо теорема логическим следствием множества аксиом на основе второй теоремы дедукции [3, 4]. Логические формулы, описывающие аксиомы и отрицание теоремы представляются в конъюнктивной нормальной форме (КНФ). Иногда при решении подобных задач возникает необходимость получения из КНФ совершенной конъюнктивной нормальной формы (СКНФ) булевой функции.

Также одной из актуальных задач является расчет надежности сложных систем, состоящих из множества связанных компонентов [5]. Для этого структура таких систем может быть представлена в виде логической функции, в частности дизъюнктивной или конъюнктивной нормальной формой.

В данной статье представлен быстродействующий обобщенный алгоритм преобразования нормальных форм БФ (ДНФ, КНФ) в их совершенные формы.

Постановка задачи

Рассмотрим аналитическое решение задачи восстановления совершенных нормальных форм БФ на конкретных примерах.

Пусть булева функция, задана в виде ДНФ соотношением (1):

$$F(x_0, x_1, x_2) = \overline{x_2} \wedge \overline{x_1} \vee \overline{x_1} \wedge x_0 \vee x_2 \wedge x_1 \vee x_1 \wedge \overline{x_0}. \quad (1)$$

Для того чтобы восстановить ДНФ до СДНФ с помощью аналитических преобразований нужно последовательно произвести операцию логического умножения каждой элементарной конъюнкции ДНФ на выражение $(x_i \vee \overline{x_i})$, где x_i – i -е отсутствующие в элементарной конъюнкции логические переменные, которые будем называть свободными переменными. Детализированная процедура аналитического восстановления ДНФ функции $F(x_0, x_1, x_2)$ до СДНФ выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned} F(x_0, x_1, x_2) &= \overline{x_2} \wedge \overline{x_1} \vee \overline{x_1} \wedge x_0 \vee x_2 \wedge x_1 \vee \\ &\vee x_1 \wedge \overline{x_0} = \overline{x_2} \wedge \overline{x_1} \wedge (x_0 \vee \overline{x_0}) \vee \overline{x_1} \wedge x_0 \wedge \\ &\wedge (x_2 \vee \overline{x_2}) \vee x_2 \wedge x_1 \wedge (x_0 \vee \overline{x_0}) \vee x_1 \wedge \overline{x_0} \wedge \\ &\wedge (x_2 \vee \overline{x_2}) = \overline{x_2} \wedge \overline{x_1} \wedge x_0 \vee \overline{x_2} \wedge \overline{x_1} \wedge \overline{x_0} \vee \\ &\vee x_2 \wedge \overline{x_1} \wedge x_0 \vee \overline{x_2} \wedge \overline{x_1} \wedge \overline{x_0} \vee x_2 \wedge x_1 \wedge x_0 \vee \\ &\vee x_2 \wedge x_1 \wedge \overline{x_0} \vee \overline{x_2} \wedge x_1 \wedge \overline{x_0} \vee \overline{x_2} \wedge x_1 \wedge \overline{x_0} = \\ &= \overline{x_2} \wedge \overline{x_1} \wedge x_0 \vee \overline{x_2} \wedge \overline{x_1} \wedge \overline{x_0} \vee x_2 \wedge \overline{x_1} \wedge x_0 \vee \\ &\vee x_2 \wedge \overline{x_1} \wedge \overline{x_0} \vee x_2 \wedge x_1 \wedge x_0 \vee x_2 \wedge x_1 \wedge \overline{x_0}. \quad (2) \end{aligned}$$

Из рассмотренного примера видно, что задача восстановления ДНФ до СДНФ аналитическим методом весьма сложна даже для трех переменных. При промежуточных преобразованиях число конъюнкций увеличивается,

а, в конечном счете, появляются одинаковые конъюнкции, которые в (2) выделены подчеркиванием, и из которых необходимо оставить только одну. Логические переменные в конъюнкциях, как правило, расположены в разном порядке, что значительно усложняет поиск и удаление одинаковых конъюнкций.

Процедура аналитического восстановления СКНФ БФ по ее исходной КНФ производится следующим образом. Пусть БФ задана соотношением (3):

$$F(x_0, x_1, x_2) = (\overline{x_2} \vee \overline{x_1}) \wedge (\overline{x_1} \vee x_0) \wedge (x_2 \vee x_0) \wedge (x_1 \vee \overline{x_0}) \quad (3)$$

Для того, чтобы получить СКНФ выражения (3) необходимо в те элементарные дизъюнкции, которые не содержат все переменные, от которых зависит данная функция, добавить конъюнкцию каждой отсутствующей переменной и ее отрицания $(x_i \wedge \overline{x_i})$, а затем раскрыть скобки по соответствующему дистрибутивному закону:

$$\begin{aligned} F(x_0, x_1, x_2) &= (\overline{x_2} \vee \overline{x_1}) \wedge (\overline{x_1} \vee x_0) \wedge \\ &\wedge (x_2 \vee x_1) \wedge (x_1 \vee \overline{x_0}) = \\ &= (\overline{x_2} \vee \overline{x_1} \vee x_0 \wedge \overline{x_0}) \wedge (x_2 \wedge \overline{x_2} \vee \overline{x_1} \vee x_0) \wedge \\ &\wedge (x_2 \vee x_1 \vee x_0 \wedge \overline{x_0}) \wedge (x_2 \wedge \overline{x_2} \vee x_1 \vee \overline{x_0}) = \\ &= (\overline{x_2} \vee \overline{x_1} \vee x_0) \wedge (\overline{x_2} \vee \overline{x_1} \vee \overline{x_0}) \wedge \\ &\wedge (x_2 \vee \overline{x_1} \vee x_0) \wedge (\overline{x_2} \vee \overline{x_1} \vee \overline{x_0}) \wedge \\ &\wedge (x_2 \vee x_1 \vee x_0) \wedge (\overline{x_2} \vee x_1 \vee \overline{x_0}) \wedge \\ &\wedge (\overline{x_2} \vee x_1 \vee \overline{x_0}) \wedge (\overline{x_2} \vee x_1 \vee \overline{x_0}) = \\ &= (\overline{x_2} \vee \overline{x_1} \vee x_0) \wedge (\overline{x_2} \vee \overline{x_1} \vee \overline{x_0}) \wedge \\ &\wedge (x_2 \vee \overline{x_1} \vee x_0) \wedge (x_2 \vee x_1 \vee x_0) \wedge \\ &\wedge (x_2 \vee x_1 \vee \overline{x_0}) \wedge (\overline{x_2} \vee x_1 \vee \overline{x_0}) \end{aligned} \quad (4)$$

Как видно, этому преобразованию приписуя те же недостатки, что и при восстановлении СДНФ.

Выражения (2) и (4) имеют достаточно громоздкий вид, но на их основе возможно дальнейшее их компактное представление в виде таблицы истинности БФ.

Используя результаты работ [2], [6-8] предлагается быстродействующий обобщенный алгоритм восстановления совершенной дизъюнктивной или конъюнктивной нормальной

ной формы булевых функций по их исходной сокращенной форме. Алгоритм базируется на первоначальном построении таблицы истинности булевой функции в битовом массиве, объемом 2^n . При этом должны выполняться следующие условия:

- аргументами булевой функции n -переменных должны быть переменные, отличающиеся только индексами, которые принимают последовательные значения от 0 до $n-1$;

- исходные КНФ и ДНФ БФ должны содержать такие же переменные с соответствующими индексами;

- n -разрядный код адреса обращения к битовому массиву памяти рассматривается как упорядоченный набор аргументов БФ;

- исходную элементарную конъюнкцию (или дизъюнкцию) следует представлять в виде двух булевых векторов размерности 2^n , где n – количество аргументов БФ, в одном из которых представлены своими единицами безынверсные значения логических аргументов, а в другом – инверсные значения логических переменных. Вспомогательный вектор W вычисляется побитовым сложением значений этих двух векторов, он позволяет однозначно определить количество и местонахождение как присутствующих в конъюнкции/дизъюнкции переменных, так и свободных;

- выбор наиболее рациональной формы хранения исходных и конечных данных. Данное условие заключается в том, чтобы хранить не сами минтермы/макстермы полученной СДНФ/СКНФ, а только вектор, представляющий собой массив значений БФ размерности 2^n , где n – количество аргументов БФ. В этом векторе двоичный код каждого бита соответствует набору значений аргументов БФ.

Алгоритмическое восстановление минтермов БФ по элементарной конъюнкции

Для иллюстрации эффективности предлагаемого алгоритмического восстановления СДНФ или СКНФ, предварительно рассмотрим процесс аналитического восстановления минтермов для сокращенной конъюнкции, заданной соотношением (5):

$$B(x_0, x_1, \dots, x_7) = x_0 \wedge x_1 \wedge \overline{x_4} \wedge \overline{x_5} \quad (5)$$

Данная конъюнкция зависит от восьми переменных, следовательно, количество аргу-

ментов БФ $n = 8$. В конъюнкции (5) отсутствуют 4 переменные, из чего следует, что эта конъюнкция должна быть преобразована в 16 минтермов.

Получим в (6) аналитически весь набор минтермов для конъюнкции (5).

$$\begin{aligned} B(x_0, x_1, \dots, x_7) &= x_0 x_1 x_4 x_5 (x_2 \vee x_2) \wedge \\ &\wedge (x_3 \vee x_3) (x_6 \vee x_6) (x_7 \vee x_7) = x_0 x_1 x_4 x_5 \wedge \\ &\wedge [x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_2 x_3 x_6 x_7 \vee \\ &\vee x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_2 x_3 x_6 x_7 \vee \\ &\vee x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_2 x_3 x_6 x_7 \vee \\ &\vee x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_2 x_3 x_6 x_7] = \\ &= x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee \\ &\vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee \\ &\vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee \\ &\vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee \\ &\vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee \\ &\vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee \\ &\vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee \\ &\vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \vee x_0 x_1 x_4 x_5 x_2 x_3 x_6 x_7 \end{aligned} \quad (6)$$

Рассмотрим процесс алгоритмического восстановления минтермов для той же элементарной конъюнкции, заданной соотношением (5).

Представим элементарную конъюнкцию (5) в виде двух булевых векторов размерности n :

$$\begin{matrix} x_7 x_6 x_5 x_4 x_3 x_2 x_1 x_0 & x_7 x_6 x_5 x_4 x_3 x_2 x_1 x_0 \\ A = [0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1] & C = [0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0] \end{matrix}$$

где вектор $A = \{a_{n-1} \dots a_0\}$ представляет своими единицами безынверсные значения логических аргументов, а второй – вектор $C = \{c_{n-1} \dots c_0\}$ – таким же образом представляет инверсные значения логических аргументов. При этом переменные, для которых a_i и c_i одновременно равны 0 при $i = 0, n-1$, являются свободными переменными. За каждым разрядом двоичного вектора закрепляется определенная логическая переменная

Значения вектора W вычисляются побитовым сложением значений векторов A и C :

$$\begin{matrix} x_7 x_6 x_5 x_4 x_3 x_2 x_1 x_0 \\ W = [0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1] \end{matrix}$$

В данном векторе значения 1 имеют те переменные, которые присутствуют в конъюнкции и имеют инверсные или безынверсные значения.

Значение вектора М вычисляем, инвертируя значения вектора W, получим:

$$x_7 x_6 x_5 x_4 x_3 x_2 x_1 x_0 \\ M = [1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0]$$

В векторе М значения 1 имеют свободные переменные.

Значения минтермов на соответствующих наборах будем хранить в векторе Е размерности 2^n . Перед формированием минтермов значения вектора Е нужно обнулить.

Первым вычисленным минтермом для конъюнкции В является вектор А, то есть $M_3(x_0, x_1, \dots, x_7) = A = [00000011]$. Действительно, в нем единичные значения указаны в битах, отвечающих за значения безынверсных переменных, и нули – инверсных. Значения свободных переменных в этом минтерме также равны 0. В векторе Е значение бита, соответствующего набору [00000011], нужно проинвертировать.

Для арифметического вычисления второго минтерма нужно значения вектора А побитово сложить с вектором W и сложить с арифметической единицей, получим вектор

$$S = S \mid W + 1 = [00000011] \mid [00110011] + 1 = \\ = [00110100]$$

Затем побитово умножаем полученное значение S на вектор М и побитово складываем с вектором А. Получаем следующий минтерм $M_7(x_0, x_1, \dots, x_7)$:

$$G = (S \wedge M) \mid A = \\ = ([00110100] \wedge [11001100]) \mid [00000011] \\ = [00000111]$$

Следовательно, $M_7(x_0, x_1, \dots, x_7) = [00000111]$, поэтому в векторе Е значение бита, соответствующего набору [00000111], нужно проинвертировать.

Вычислим третий минтерм $M_{11}(x_0, x_1, \dots, x_7)$.

$$S = S \mid W + 1 = [00110100] \mid [00110011] + 1 = \\ = [00111000]$$

$$G = (S \wedge M) \mid A = \\ = ([00111000] \wedge [11001100]) \mid [00000011] \\ = [00001011]$$

Из приведенных вычислений видно, что $M_{11}(x_0, x_1, \dots, x_7) = [00001011]$, поэтому в векторе Е значение бита, соответствующего набору [00001011] следует проинвертировать.

Далее подобным образом вычисляются все остальные из 16 минтермов:

$$\begin{aligned} M_{15}(x_0, x_1, \dots, x_7) &= [00001111] \\ M_{67}(x_0, x_1, \dots, x_7) &= [01000011], \\ M_{71}(x_0, x_1, \dots, x_7) &= [01000111], \\ M_{75}(x_0, x_1, \dots, x_7) &= [01001011], \\ M_{79}(x_0, x_1, \dots, x_7) &= [01001111], \\ M_{131}(x_0, x_1, \dots, x_7) &= [10000011], \\ M_{135}(x_0, x_1, \dots, x_7) &= [10000111], \\ M_{139}(x_0, x_1, \dots, x_7) &= [10001011], \\ M_{143}(x_0, x_1, \dots, x_7) &= [10001111], \\ M_{195}(x_0, x_1, \dots, x_7) &= [11000011], \\ M_{199}(x_0, x_1, \dots, x_7) &= [11000111], \\ M_{203}(x_0, x_1, \dots, x_7) &= [11001011] \\ M_{207}(x_0, x_1, \dots, x_7) &= [11001111]. \end{aligned}$$

Известно, что задача восстановления совершенных форм БФ относится к классу NP-полных задач, при решении которых чаще всего реализуется перебор всех возможных вариантов решений и отбор действительных решений задачи [9, 10], следовательно, имеет место максимальная оценка (7):

$$Q = m * 2^n, \quad (7)$$

где m – количество элементарных конъюнкций/дизъюнкций в исходной форме;

n – количество аргументов БФ [9].

Из приведенных выше вычислений минтермов видно, что предложенный алгоритм позволяет находить каждый минтерм СДНФ не перебором всех наборов ТИ, а вычислять на основе оригинальных логико-арифметических операций. Вернемся к выражению (6). В квадратных скобках содержатся произведения из всех возможных наборов значений свободных

переменных. Моделировать на ЭВМ такой набор значений достаточно просто. Это равносильно реализации двоичного k -разрядного счетчика, каждый разряд которого отождествляется с логическим значением определенной свободной переменной [8]. Сложность “вычислительного” алгоритма восстановления совершенных форм в этом случае может быть оценена следующим образом (8):

$$Q_2 = \underbrace{2^{n-r_1} + 2^{n-r_2} + \dots + 2^{n-r_m}}_m, \quad (8)$$

где n – количество аргументов БФ;

m – количество конъюнкций/дизъюнкций в исходной форме;

r_i – ранг i -й элементарной конъюнкции, $i = \{1, \dots, m\}$. Оценка сложности предлагаемого алгоритма соответствует соотношению (8), что позволяет его отнести к быстродействующему алгоритму.

Обобщенный быстродействующий алгоритм восстановления ТИ БФ по произвольной нормальной форме

На рис. 1 представлен быстродействующий алгоритм восстановления таблицы истинности БФ по произвольным ДНФ/КНФ.

Данный алгоритм позволяет восстанавливать исходную ДНФ до СДНФ и исходную КНФ до СКНФ. В алгоритме, представленном на рис. 1, использованы следующие обозначения: K – количество элементарных дизъюнкций/конъюнкций, входящих в исходную нормальную форму, n – количество переменных булевой функции, E – вектор значений булевой функции, размерности 2^n , переменная $Init$ принимает значение 0 при восстановлении СДНФ или 1 при восстановлении СКНФ.

Каждая конъюнкция/дизъюнкция в исходной ДНФ/КНФ представляется двумя двоичными векторами размерности n , где n – количество переменных функции, и за каждым разрядом двоичного вектора закрепляется определенная логическая переменная.

При формировании СДНФ вектор $a = \{a_{n-1} \dots a_0\}$ представляет своими единицами безынверсные значения логических аргументов, входящих в конъюнкцию, а второй – вектор $c = \{c_{n-1} \dots c_0\}$ – таким же образом представляет инверсные значения логических аргументов. При этом переменные, для которых a_i и c_i одновременно равны 0 при $j = \overline{0, n-1}$, являются

свободными (отсутствующими) переменными. Вектор E перед началом вычислений следует обнулить.

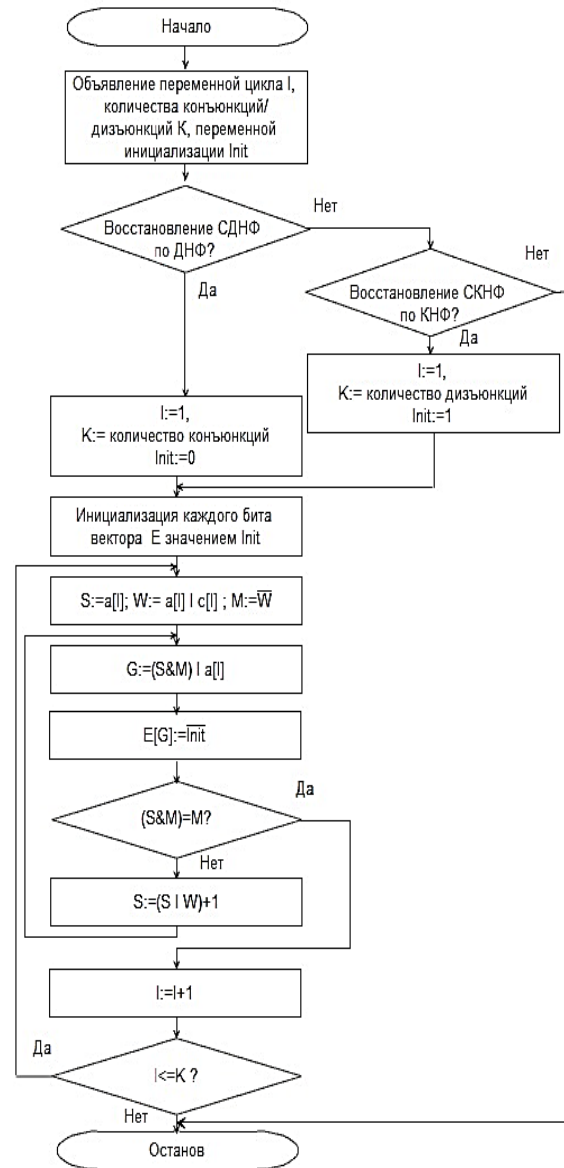


Рис. 1. Быстродействующий алгоритм восстановления таблицы истинности БФ по произвольным ДНФ/КНФ

При формировании СКНФ вектор $a = \{a_{n-1} \dots a_0\}$ представляет своими единицами инверсные значения логических переменных, входящих в дизъюнкт, а вектор $c = \{c_{n-1} \dots c_0\}$ таким же образом обозначает безынверсные значения логических переменных в дизъюнкте. При этом свободные переменные a_j и c_j одновременно равны 0 при $j = \overline{0, n-1}$ в обоих векторах. Вектор E заполняется единичными значениями.

Оригинальной особенностью представленного на рис. 1 алгоритма является исполь-

зование в нем битовых масок, существенно облегчающих процесс формирования минтермов/макстермов булевой функции. Алгоритм последовательно вычисляет значения ТИ функции для каждой конъюнкции/дизъюнкции исходной ДНФ/ КНФ. На основе соотношения $W := a[I] | c[I]$, где символом «|» обозначена операция побитового сложения, для каждой конъюнкции/дизъюнкции исходной формулы, вычисляется битовая маска W , в которой единичными значениями отмечены биты присутствующих переменных, а в битовой маске $M := \overline{W}$ единичными значениями отмечены биты свободных переменных. Процесс формирования минтермов/макстермов булевой функции состоит не в переборе всех строк ТИ, а в последовательном вычислении этих значений на основе рекуррентного соотношения $G := (S \& M) | a[I]$ [3, 9].

Заключение

Для восстановления совершенной дизъюнктивной или конъюнктивной нормальной формы булевых функций по их исходным сокращенным формам, эффективным является метод, базирующийся на построении в машинной памяти таблицы истинности булевых функций, зависящих от n переменных. Двоичный адрес обращения к такой памяти интерпретируется как соответствующая элементарная конъюнкция или дизъюнкция максимального ранга, что существенно упрощает процедуру получения при необходимости аналитического описания булевой функции. В аналитическое описание конъюнкции или дизъюнкции переменные входят с индексом, равным соответствующему разряду адреса битового массива, в котором формируется таблица истинности.

Элементарные конъюнкции или дизъюнкции максимального ранга формируются не на основе перебора всех возможных вариантов, а путем алгоритмической реализации двоичного счетчика с фиксированными (неизмен-

ными) значениями некоторых разрядов, что и обеспечивает максимальное быстродействие алгоритма восстановления совершенной дизъюнктивной или конъюнктивной нормальной формы булевых функций

Литература

1. Оленев А.А., Калмыков И.А., Киричек К.А. Построение совершенных нормальных форм булевых функций для схмотехнических реализаций протоколов аутентификации с использованием Maple // Программные продукты и системы. 2023. Т. 36. № 3. С. 349–360.
2. Акинин А.А., Акинина Ю.С. О программной реализации алгоритма восстановления совершенной дизъюнктивной нормальной формы // Информационные технологии моделирования и управления. 2010. № 6(65). С. 726–731.
3. Дюбо Г.Ф., Фуджу Х.И. Разработка экспертных систем для решения задач планирования и проектирования // Радиоэлектроника и информатика. 2004. № 1. С. 141–146.
4. Стась А.Н., Карташов Д.В. Построение обучающего средства (на основе алгоритма проверки противоречивости множества дизъюнктов) // Вестник Томского государственного педагогического университета. 2017. № 12 (189). С. 184–187.
5. Rusnak P. Transformation of Boolean expression into disjunctive or conjunctive normal form // CERes J., 3(1), 2017. pp. 43–49.
6. Акинин А.А. Пат. 2452084 Российская Федерация, МПК⁷ – Н 03К 023/40. Асинхронный двоичный счётчик / Акинин А.А., Тюрин С.В.; заявитель и патентообладатель Воронеж. гос. техн. университет. № 2009148255; заявл. 24.12.2009; опубл. 27.05.2012; Бюл. № 15.
7. Акинина Ю.С., Тюрин С.В. Оптимистическая оценка сложности алгоритма восстановления таблицы истинности произвольной ДНФ // Системы управления и информационные технологии: межвуз. сб. науч. тр. Воронеж: Воронежский государственный технический университет, 2001. С. 122–126.
8. Сторожева Д.И., Акинина Ю.С. Разработка алгоритма восстановления совершенной конъюнктивной нормальной формы // Современные технологии в науке и образовании - СТНО-2024: сб. тр. VII Междунар. науч.-техн. форума. Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, 2024. С. 29–34.
9. Гэри М., Джонсон Д. Вычислительные машины и труднорешаемые задачи. М.: Мир, 1982. 416 с.
10. Закревский А.Д. Комбинаторика логического проектирования // Автоматика и вычислительная техника. 1990. № 2. С. 68–79.

Поступила 21.03.2025; принята к публикации 29.04.2025

Информация об авторах

Акинин Андрей Александрович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: aaakinin@mail.ru

Акинина Юлия Сергеевна – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: julakinn@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2381-6112>

Свиноухов Данила Дмитриевич – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: svinoukhov03@gmail.com

ALGORITHM OF THE PERFECT NORMAL FORMS OF BOOLEAN FUNCTIONS RECOVERING

A.A. Akinin, Yu.S. Akinina, D.D. Svinoukhov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the article proposes the generalized algorithm for solving the problem of perfect normal forms of Boolean functions recovering from their original reduced disjunctive or conjunctive normal forms. This problem belongs to the class of NP-complete problems, their solution is most often realized by enumerating of all possible solution options. The proposed algorithm has minimal computational complexity, because it allows one to calculate every minterm of the perfect disjunctive normal form and maxterm of the perfect conjunctive normal form not by enumerating all possible solution options, but by algorithmically implementing a binary counter with fixed values of some digits. This quality of the algorithm provides maximum speed of the recovery algorithm. The algorithm is based on the construction of a truth table of a Boolean function in a bit array of memory, and the binary address of access to this memory is interpreted as the corresponding elementary conjunction or disjunction of maximum rank, which can simplify the obtaining an analytical description of a Boolean function. In the analytical description of a conjunction or disjunction, variables are included with an index which is equal to the corresponding number of the digit of the bit array address, which the truth table is formed. The volume of the truth table depends only on the quantity of (n) variables of the logical function and is uniquely determined by the value 2^n , which guarantees the possibility of reserving the minimum necessary resource of computer memory for a reliable solution of the problem perfect forms recovering

Key words: algorithm, conjunctive normal form, perfect conjunctive normal form, disjunctive normal form, perfect disjunctive normal form, truth table

References

1. Olenov A.A., Kalmykov I.A., Kirichek K.A. "Construction of the perfect normal forms of Boolean functions for circuit implementations of authentication protocols using Maple", *Software & Systems (Programmye produkty i sistemy)*, 2023, vol. 36, no. 3, pp. 349-360
2. Akinin A.A. Akinina Yu.S. "About the software implementation of the algorithm for restoring the perfect disjunctive normal form", *Information Technologies of Modeling and Control (Informatsionnye tekhnologii modelirovaniya i upravleniya)*, 2010, no. 6(65), pp. 726-731
3. Dubko G.F. Fuju H.I. "Development of the expert systems for solving the planning and designing problems", *Radioelectronics and Informatics (Radioelektronika i informatika)*, 2004, no. 1, pp. 141-146.
4. Stas A.N., Kartashov D.V. "Construction of the training tool (based on the algorithm for checking the contradictory set of disjuncts)", *Bulletin of Tomsk State Pedagogical University (Vestnik Tomskogo gosudarstvennogo pedagogicheskogo universiteta)*, 2017, no. 12 (189), pp. 184-187.
5. Rusnak P. "Transformation of Boolean expression into disjunctive or conjunctive normal form", *CERes J.*, 2017, no. 3(1), pp. 43-49.
6. Akinin A.A. Tyurin S.V. "Asynchronous binary counter", patent of Russian Federation no. 2452084, published 27.05.2012, bul. 15.
7. Akinina Yu.S. Tyurin S.V. "Optimistic estimation of the complexity of the algorithm for restoring the truth table of arbitrary DNF", *Control Systems and Information Technologies (Sistemy upravleniya i informatsionnye tekhnologii)*, Voronezh State Technical University, 2001, pp. 122-126.
8. Storozheva D.I., Akinina Yu.S. "The development of the algorithm of the perfect conjunctive normal form restoring", *Proc. of the VII Int. Sci. and Tech. Forum: Modern Technologies in Science and Education - STNO-2024 (Sovremennye tekhnologii v nauke i obrazovanii)*, Ryazan, March 04-06, 2024, pp. 29-34.
9. Gary M., Johnson D. "Computing machines and hard-to-solve problems", Moscow: Mir, 1982, 416 p.
10. Zakrevskiy A.D. "Combinatorics of a logic design", *Automatics and Computer Science (Avtomatika i vychislitel'naya tekhnika)*, 1990, no. 2, pp. 68-79

Submitted 21.03.2025; revised 29.04.2025

Information about the authors

Andrey A. Akinin, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: aaakinin@mail.ru

Yuliya S. Akinina, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: julakinn@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2381-6112>

Danila D. Svinoukhov, student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: svinoukhov03@gmail.com

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАНСПОРТНЫХ ПОТОКОВ В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЕ КООРДИНИРОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ ДОРОЖНЫМ ДВИЖЕНИЕМ

А.Е. Обухова, Е.М. Васильев

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается проблема интеллектуального управления транспортными потоками в сети дорог со сложной организацией движения. Показано, что в части алгоритмического обеспечения этой проблемы наиболее актуальной в настоящее время является задача создания алгоритмов координированного управления, пригодных для их переноса на смежные участки магистралей без увеличения размерности задачи. В части модельного обеспечения систем управления транспортными потоками ощущается потребность в повышении гибкости используемых моделей потоков, т.е. их способности учитывать реалистичные условия организации движения с транспортными развязками. В соответствии с указанными задачами разработан алгоритм нечёткого координированного управления дорожным движением участка магистрали со светофорным регулированием транспортных развязок. В качестве моделей потоков движения транспорта предложено использовать модели нечётких автоматов с дискретным временем, период квантования которых определяется периодом переключения светофоров. На полученных моделях осуществлена проверка работоспособности разработанного алгоритма управления и получены результаты, подтверждающие его эффективность. Проведено исследование результативности алгоритма при различной загрузке конкурирующих участков магистралей. Показано, что при равных интенсивностях пересекающихся потоков транспорта уменьшение времени простоя в результате управления не превышает 20 % от среднего времени простоя с фиксированным переключением светофора. В то же время при отличающихся интенсивностях указанных потоков система демонстрирует перестроение интервалов переключения светофора в интересах доминирующего потока, и способна обеспечить многократное сокращение времени простоя

Ключевые слова: интеллектуальное управление транспортными потоками, алгоритм координированного управления движением, модель конечного автомата, сокращение времени простоя транспорта

Введение

Современное состояние транспортной инфраструктуры крупных городов характеризуется перегруженностью дорожных сетей [1, 2, 3, 4]. Поскольку возможности строительства и реконструкции этих сетей в сложившихся рамках городской среды, как правило, ограничены, приобретает актуальность задача эффективного использования существующей сети дорог путём разработки и внедрения систем управления транспортом [5, 6, 7, 8].

В настоящее время существует достаточно большое разнообразие транспортных систем:

SCATS – Sydney Coordinated Adaptive Traffic System, Австралия;

SCOOT – Split, Cycle and Offset Optimization Technique, Великобритания;

MOTION – Method for the Optimization of Traffic Signals In Online Controlled Networks, Германия;

OPAC – Optimization Policies for Adaptive Control, США;

UTOPIA – Urban Traffic Optimization by Integrated Automation, Италия;

TOPIS – Transportation Operation and Information Service, Южная Корея;

VICS – Vehicle Information and Communication System, Япония;

UTMS – Universal Traffic Management System, Япония;

Единая платформа управления транспортной системой, Россия, основанных на технологии интеллектуального управления, и успешно реализованных на практике [9, 10, 11].

В составе этих систем наиболее сложными элементами являются подсистема управления дорожным движением и функционально связанная с ней подсистема моделирования транспортных потоков, к которым предъявляются требования гибкого реагирования на изменения дорожной обстановки во времени – адаптации [10, 12].

Взаимосвязь между указанными подсистемами определяется тем, что в рамках решения задачи управления движением возникает необходимость создания моделей транспортных потоков, анализируемых интеллектуальной системой. С помощью таких моделей можно прогнозировать и оценивать результативность разрабатываемых управленческих решений, и

находить оптимальные варианты такого управления [13, 14]. Отсутствие подсистемы моделирования приводит к тому, что решение исследовательских и проектных задач приходится осуществлять не на моделях, а непосредственно на объектах управления, что значительно увеличивает цикл разработки интеллектуальной транспортной системы, и снижает её качество.

Задача управления дорожным движением в интеллектуальных системах реализуется в настоящее время путём использования нейросетевых технологий [15, 16], а также технологий нечёткого управления [17, 18, 19, 20]. Основной научной проблемой, возникающей при решении этой задачи, является создание алгоритма координированного регулирования [21], который бы охватывал как можно большее количество смежных транспортных узлов (пересечений магистралей). Проявляющееся при попытке создания такого алгоритма проклятие размерности преодолевается компромиссным путём искусственного и зачастую необоснованного разбиения сети дорог на условно изолированные зоны малой размерности [10].

Задача моделирования транспортных потоков традиционно решается на трёх уровнях: макро моделирование, мезо- и микро моделирование [13, 14], границы между которыми формально не определены, так как уровень модели определяется конкретными задачами исследования, которые ставятся при её использовании. Стремление решать задачи моделирования транспортных потоков полностью аналитическими методами сталкивается с необходимостью введения в эти задачи ряда допущений, которые могут не выполняться на практике. В частности, относящиеся к микроскопическим моделям и наиболее востребованные в приложениях, модели клеточных автоматов хорошо разработаны для линейных и кольцевых топологий транспортных сетей без учёта режимов работы светофоров и реального перемешивания и расщепления транспортных потоков на перекрёстках [14].

В связи с этим сохраняется актуальность разработки моделей транспортных потоков, гибко учитывающих особенности организации дорожного движения.

Целями настоящей работы являются:

- разработка алгоритма координированного нечёткого управления участком городской магистрали, который бы обладал транзитивными (от лат. *transitivus* — переходный) свойствами, т.е. был удобен для его распространения на смежные узлы магистрали без увеличения размерности задачи;

- построение аналитической модели транспортных потоков на смежных и взаимодействующих участках дорожной сети, управляемых с помощью светофорной сигнализации как единой системы с учётом реалистичных условий организации дорожного движения.

- исследование эффективности предложенного алгоритма интеллектуального управления на построенной модели, и определение возможностей этого управления при разных интенсивностях транспортных потоков.

Алгоритм координированного управления

Для достижения поставленных выше целей работы алгоритм управления светофорной сигнализацией должен рассматривать состояния нескольких смежных участков регулируемой магистрали, учёт которых позволяет обеспечить алгоритму свойство транзитивности и одновременно координированности управления со смежными светофорами.

Раскроем существо такого алгоритма на примере отрезка магистрали, представленном на рис. 1.

На рис. 1 показана одна полоса двухсторонней магистрали, на которой выделены три перекрёстка с другими дорогами, с каждой и на каждую из которых возможно движение транспорта в соответствии с сигналами светофоров и стрелками на рисунке.

Алгоритм чёткого управления будет использовать лингвистические переменные x_1, x_2, x_3, x_4 — количество транспортных средств на участках 1, 2, 3 и 4 в течение отрезка $T = 60$ с дискретизированного времени. Нечёткие переменные (термы), входящие в состав x_1, x_2, x_3, x_4 :

$$x_i = \{\text{мало, немного, много}\} = \{\alpha_i^1, \alpha_i^2, \alpha_i^3\}, \quad (1)$$

задаются функциями принадлежности $\mu_i^j(n)$ типового треугольного вида с областями определения $D(n)$: $D_i^1 = [0; 12,5]$, $D_i^2 = [2,5; 27,5]$, $D_i^3 = [17,5; 30]$, $i = \overline{1,4}$, $j = \overline{1,3}$.

Выходная лингвистическая переменная ΔT — приращение длительности T_1 зелёного света светофора в конце участка 1 магистрали имеет семь значений:

$$\Delta T = \{\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_7\}, \quad (2)$$

изменяющихся с шагом $40/6$ с от -20 до 20 с. Функции принадлежности $\eta_k(t)$ — кривые типового нормального распределения, занимающие диапазон времени $t = [-20; 20]$ с с равномерным шагом $40/6 \approx 6,7$ с, $k = \overline{1,7}$.

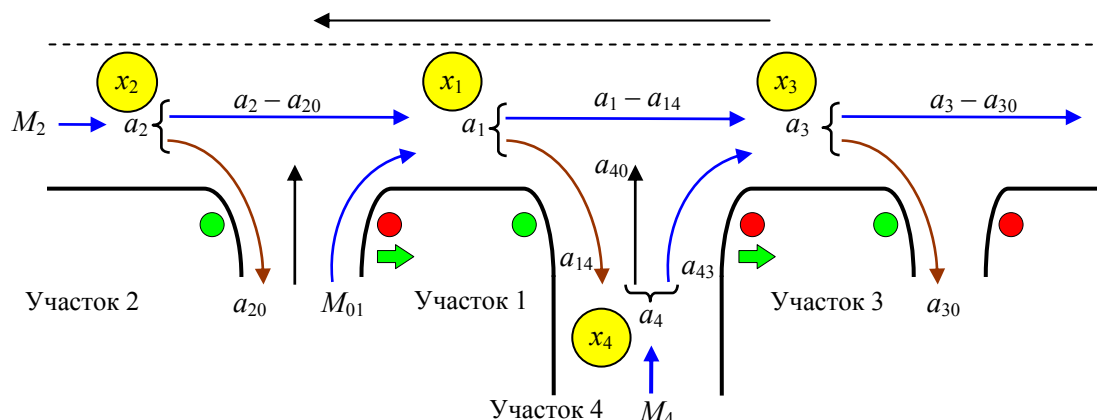


Рис. 1. Схема координированного управления движением

Решающие правила формировались экспертным путём не только по значению переменной x_1 на участке 1 перед светофором, но и с учётом значений всех переменных x_1, x_2, x_3, x_4 , т.е. с учётом загруженности предшествующего участка 2, последующего участка 3 и пересекающейся дороги с участком 4 (рис. 1). При этом достигается общая цель управления: обеспечить минимальные суммарные простои транспортных средств на участках 1, 3 и 4.

Фрагменты решающих правил представлены в табл. 1, 2.

Таблица 1

Решающие правила для переменных

 x_1, x_2 в ситуации $x_3 = \alpha_3^2, x_4 = \alpha_4^2$

x_1	x_2		
	α_2^1	α_2^2	α_2^3
α_1^1	β_2	β_2	β_2
α_1^2	β_3	β_4	β_5
α_1^3	β_6	β_6	β_6

Сравнение табл. 1 и 2 показывает, в частности, что при одинаковых ситуациях на участках 1 и 2 с увеличением загруженности участков 3 и 4 длительность T_1 зелёного света на регулируемом перекрёстке уменьшается с целью разгрузки 3-го и 4-го участков, т.е. управление одним светофором согласовано с состоянием всех четырёх участков.

Такое согласование (координирование) создаёт предпосылки для смещения системы решающих правил на смежные перекрёстки, т.е. обеспечивает в этом смысле свойство транзитивности алгоритму управления.

Поскольку в предложенном алгоритме достаточно управлять только одним светофором, а светофоры в конце участков 2 и 3 могут использовать произвольные законы переключе-

ний, то удастся обойтись сравнительно небольшим количеством решающих правил ((всего правил $3^4 = 81$)).

Таблица 2

Решающие правила для переменных

 x_1, x_2 в ситуации $x_3 = \alpha_3^3, x_4 = \alpha_4^3$

x_1	x_2		
	α_2^1	α_2^2	α_2^3
α_1^1	β_1	β_1	β_1
α_1^2	β_1	β_2	β_2
α_1^3	β_3	β_3	β_4

Модель транспортных потоков

Поставленную задачу моделирования транспортных потоков в рассматриваемом фрагменте дорожной сети будем решать на модели нечёткого автомата, изменяющего своё состояние с шагом T с. При этом потоки событий (приход и уход транспортных единиц) являются случайными; светофор в конце участка 1 управляется системой нечёткого регулирования, а скважность переключений светофоров в конце участков 2 и 3, как отмечалось выше, может быть выбрана произвольной, в данном примере – постоянной и равной 0,5.

Для того чтобы исключить из модели учёт длины участков введением фазового сдвига переключения смежных светофоров, начало включения зелёного света всех трёх светофоров вдоль магистрали в модели синхронизируется, в результате чего появляется возможность не вводить длины участков в модель, и за состояние автомата принять вектор значений переменных x_1, x_2, x_3, x_4 безотносительно пространственного распределения транспортных средств на каждом участке дорожной сети. Отсюда вытекает, что значения этих переменных достаточно анализи-

ровать один раз за такт времени, например, в начале каждого такта длительностью T , рис. 2. Это правило согласуется с практическими приёмами определения количества транспортных

средств на участках магистрали: индукционным или ультразвуковыми датчиками измеряется число проезжающих единиц транспорта за период между переключениями светофора.

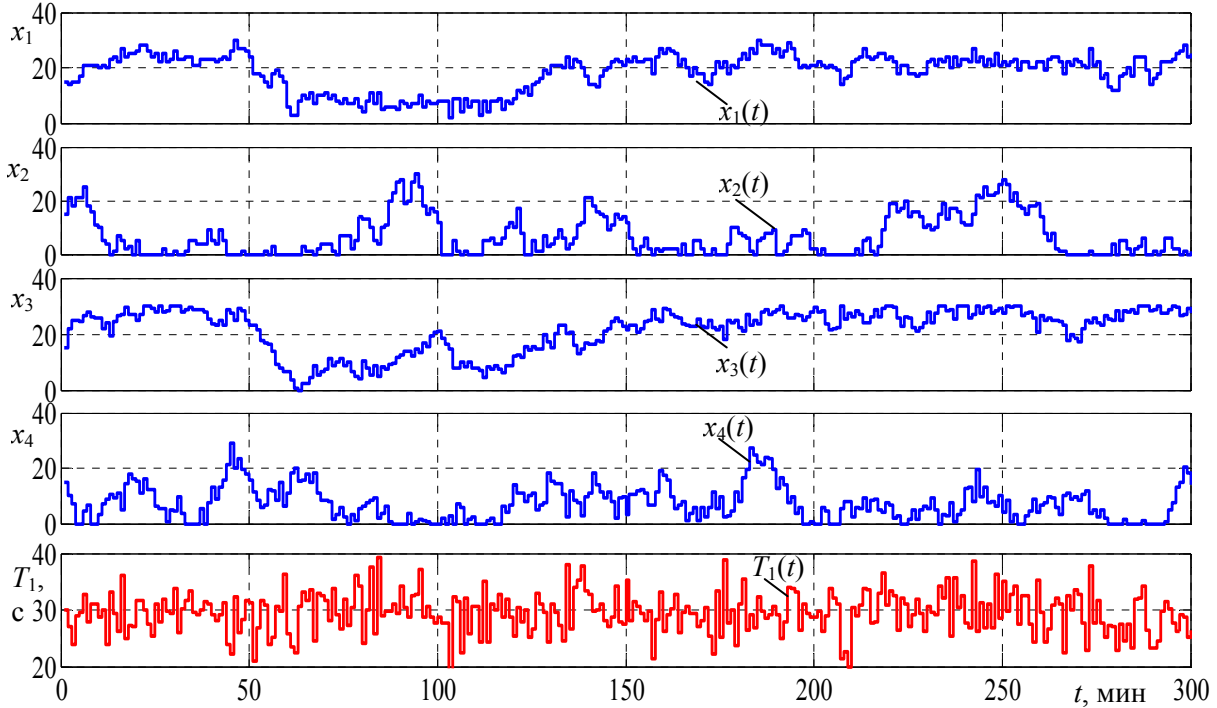


Рис. 2. Временные диаграммы изменения загрузки участков магистрали с нечётким управлением интервалом T_1

Для вычисления указанных переменных состояния x_1, x_2, x_3, x_4 используются вспомогательные величины, показанные на рис. 1:

M_2, M_4 – случайные пуассоновские потоки транспортных средств с интенсивностями $\lambda_2 = 14 \text{ мин}^{-1}$ и $\lambda_4 = 17 \text{ мин}^{-1}$, приходящих на участки 2 и 4 соответственно;

a_1, a_2, a_3, a_4 – количество транспортных средств, выбывших с каждого из участков 1, 2, 3 и 4 за интервал времени T , $a_i = [0 \dots x_i]$;

a_{14}, a_{20} – случайная равновероятная доля от a_1 и a_2 транспортных средств, повернувших на боковые дороги, т.е. покинувших магистральные участки 1 и 2 за интервал времени T , $a_{14} = (0..0,3) \cdot a_1$, $a_{20} = (0..0,2) \cdot a_2$;

M_{01} – случайное равновероятное число транспортных средств, въехавших на участок 1 с боковой дороги за интервал времени T на зелёный свет светофора T_2 (по стрелке), $M_{01} = 0 \dots 4$;

a_{43} – случайная равновероятная часть от a_4 транспортных средств, въехавших на участок 3 с участка 4 за интервал времени T на зелёный свет светофора T_1 (по стрелке), $a_{43} = (0..0,3) \cdot a_4$.

Все дробные значения при расчётах округляются до целых чисел. Значения x_i лежат в

пределах $x_i = [0 \dots x_{\max,i}]$, где $x_{\max}$ – максимальное количество транспортных средств, размещающихся на участке i , принято $x_{\max,i} = 30$.

С учётом принятых обозначений определим переменные состояния на начало каждого такта времени $k+1$:

Максимальное значение $a_2(k)$ равно $a_2(k) = v_2 T_2(k)$. Если $a_2(k) > x_2(k) + M_2(k)$, то $a_2(k) = x_2(k) + M_2(k)$, и получаем:

$$x_2(k+1) = x_2(k) + M_2(k) - a_2(k); \quad (3)$$

Максимальное значение $a_1(k)$ равно $a_1(k) = v_1 T_1(k)$. Если $a_1(k) > x_1(k) + [a_2(k) - a_{20}(k)] + M_{01}(k)$, то $a_1(k) = x_1(k) + [a_2(k) - a_{20}(k)] + M_{01}(k)$, и получим:

$$x_1(k+1) = x_1(k) + [a_2(k) - a_{20}(k)] + M_{01}(k) - a_1(k); \quad (4)$$

Максимальное значение $a_{43}(k)$ равно $a_{43}(k) = v_4 T_1(k)$. Если $a_{43}(k) > x_{43}(k) + M_4(k) \varphi(k)$, то $a_{43}(k) = x_{43}(k) + M_4(k) \varphi(k)$, и найдём:

$$x_{43}(k+1) = x_{43}(k) + M_4(k) \varphi(k) - a_{43}(k); \quad (5)$$

Максимальное значение $a_{40}(k)$ равно $a_{40}(k) = v_4(T - T_1(k))$. Если $a_{40}(k) > x_{40}(k) +$

+ $M_4(k)(1 - \varphi(k))$, то $a_{40}(k) = x_{40}(k) + M_4(k)(1 - \varphi(k))$, и получим:

$$x_{40}(k+1) = x_{40}(k) + M_4(k)(1 - \varphi(k)) - a_{40}(k). \quad (6)$$

Далее аналогично для $a_3(k)$: $a_3(k) = v_3 T_3(k)$, если $a_3(k) > x_3(k) + (a_1(k) - a_{14}(k) + a_{43}(k))$, то $a_3(k) = x_3(k) + (a_1(k) - a_{14}(k)) + a_{43}(k)$, и найдём:

$$x_3(k+1) = x_3(k) + (a_1(k) - a_{14}(k)) + a_{43}(k) - a_3(k); \quad (7)$$

$$x_4(k+1) = x_{43}(k+1) + x_{40}(k+1). \quad (8)$$

В выражениях (3)-(8) обозначены: v_1, v_2, v_3, v_4 – интенсивности движения на участках 1, 2, 3 и 4, принято $v_1 = v_2 = v_3 = v_4 = 0,5 \text{ с}^{-1}$; $\varphi = 0 \dots 0,2$ – случайная равновероятная величина, определяющая долю транспортных средств, сворачивающих с участка 4 на участок 3 (рис. 1).

Результаты работы алгоритма для интервала времени длительностью 300 мин представлены на рис. 2. Из рис. 2 можно увидеть, например, что в диапазоне от 70 до 100 мин возросла загруженность участка 2, предшествующего участку 1 с регулируемым светофором, и в длительности зелёного света этого светофора начинают преобладать положительные приращения, обеспечивающие упреждающую разгрузку участка 1. В диапазоне времени от 40 до 60 мин участок 1 загружен выше среднего значения, но поскольку участок 2 практически полностью разгружен, а загружены участки 3 и 4, то система управления вырабатывает отрицательные приращения для зелёного света светофора, позволяя, тем самым, уменьшить загруженность участков 3 и 4. Аналогичная ситуация возникает на отрезке времени около 210 мин: высокую загруженность участка 3 при средней загруженности участка 1 система пытается снизить отрицательными приращениями T_1 .

В целом из рис. 2 можно увидеть, что несмотря на существенно неравномерную загруженность неуправляемого входного участка 2, загруженность управляемых участков 1 и 3 удаётся удерживать достаточно равномерной, при этом в целом эти участки близки к перегруженному состоянию с максимальным количеством транспортных средств $x_{\max} = 30$.

Исследование системы управления дорожным движением

Критерием эффективности системы управления дорожным движением выбрано суммарное время T_n простоя всего транспорта на уча-

стках 1,3 и 4, примыкающих к управляемому светофору, приведённое затем к одной единице транспортного средства T_w .

Определим выражения для вычисления T_n (размерность T_n : единица транспортных средств-с):

$$T_{n,1} = \sum_k x_1(k)(T - T_1(k)), \quad (9)$$

$$T_{n,3} = \sum_k x_3(k)(T - T_3(k)), \quad (10)$$

$$T_{n,4} = \sum_k [x_{43}(k)(T - T_1(k)) + x_{40}(k)T_1(i)], \quad (11)$$

$$T_n = T_{n,1} + T_{n,2} + T_{n,3}. \quad (12)$$

Общее количество w транспортных средств, проехавших регулируемый перекрёсток за k интервалов времени:

$$w = \sum_k [a_1(k) + M_4(k)]. \quad (13)$$

Тогда среднее время простоя одной единицы транспортного средства T_w составит:

$$T_w = \frac{T_n}{w}. \quad (14)$$

С помощью выражений (9)-(14) проведём исследование характеристик разработанной системы.

1) *Исследование эффективности системы при изменении общей загруженности дорог.*

Примем, что пересекающиеся дороги, примыкающие к регулируемому светофору (участки 1, 3 и 4), равноправны, и имеют равные интенсивности входящих потоков транспорта: $\lambda_2 = \lambda_4 = \lambda$. На модели (3)-(14) системы получены значения среднего времени простоя одной единицы транспорта для гибкого управления ($T_{w, \text{varia}}$) и для управления с фиксированным временем $T_1 = 0,5T(T_{w, \text{const}})$, табл. 3.

Таблица 3

Сравнение среднего времени простоя при равной интенсивности потоков $\lambda_2 = \lambda_4 = \lambda$

T_w	$\lambda, \text{мин}^{-1}$					
	11	12	13	14	15	16
$T_{w, \text{varia}}, \text{мин}$	0.0405	0.060	0.0967	0.29	0.684	0.8
$T_{w, \text{const}}, \text{мин}$	0.0409	0.062	0.1040	0.34	0.698	0.8

Для наглядного представления содержания табл. 3 вычислены процентные доли P_λ сокращения времени простоя при гибком управлении:

$$P_{\lambda} = \frac{T_{w, \text{const}} - T_{w, \text{varia}}}{T_{w, \text{const}}}, \quad (15)$$

которые изображены на рис. 3.

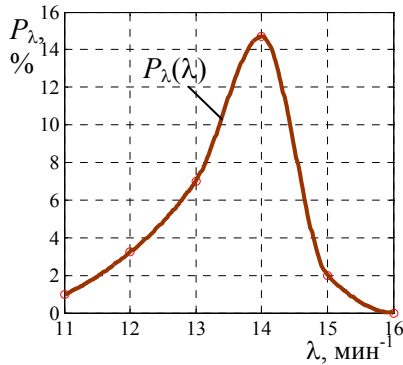


Рис. 3. Процентное сокращение времени простоя при равной интенсивности потоков $\lambda_2 = \lambda_4 = \lambda$ транспорта

Результат этого исследования указывает на то, что при равноправных пересекающихся дорогах с одинаковой интенсивностью потоков транспорта преимущества гибкого управления проявляются только в небольшом диапазоне этих интенсивностей, меньших и близких к предельно-допустимому значению (в данном случае 15 мин^{-1}). При предельных интенсивностях обе дороги перегружены, и по своему состоянию близки к возникновению заторов, при которых любое управление неэффективно; при низкой интенсивности преимущество гибкого управления также снижается, так как увеличение времени простоя на одной дороге в среднем будет компенсироваться уменьшением времени простоя на пересекающей дороге. Кроме того, при малых интенсивностях λ потоков абсолютные значения времени простоя становятся пренебрежимо малыми по сравнению с общим периодом переключения светофора (табл. 3).

2) *Исследование эффективности системы при изменении относительной загруженности дорог.*

Рассмотрим теперь случай, когда пересекающиеся дороги по-прежнему равноправные, но средняя интенсивность потоков проходящего по ним транспорта отличается, и может изменяться во времени. Можно ожидать, что именно в таком случае должна проявиться способность системы управления реагировать на эти изменения и обеспечивать соответствующие изменения интервалов переключения светофора.

В табл. 4 представлены результаты такого исследования при $\lambda_2 = 14 \text{ мин}^{-1}$ и λ_4 , изменяющимся в диапазоне $\lambda_4 = [2 \dots 17] \text{ мин}^{-1}$.

Таблица 4

Сравнение среднего времени простоя при интенсивности потока $\lambda_2 = 14 \text{ мин}^{-1}$

T_w	$\lambda_4, \text{мин}^{-1}$					
	2	5	8	11	14	17
$T_{w, \text{varia}}, \text{МИН}$	0.059	0.063	0.098	0.139	0.29	0.605
$T_{w, \text{const}}, \text{МИН}$	0.220	0.230	0.235	0.248	0.34	0.633

В табл. 5 приведены результаты аналогичного эксперимента при $\lambda_4 = 17 \text{ мин}^{-1}$ и λ_2 , изменяющимся в диапазоне $\lambda_2 = [2 \dots 14] \text{ мин}^{-1}$.

Таблица 5

Сравнение среднего времени простоя при интенсивности потока $\lambda_4 = 17 \text{ мин}^{-1}$

T_w	$\lambda_2, \text{мин}^{-1}$				
	2	5	8	11	14
$T_{w, \text{varia}}, \text{МИН}$	0.065	0.067	0.075	0.103	0.605
$T_{w, \text{const}}, \text{МИН}$	0.192	0.195	0.218	0.217	0.633

Вычисленные по табл. 4 и табл. 5 значения относительного сокращения времени простоя P_{λ_2} и P_{λ_4} (см. (15)), представлены в виде графиков на рис. 4.

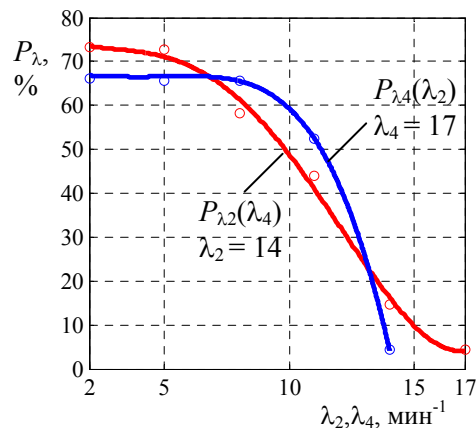


Рис. 4. Процентное сокращение времени простоя при неравномерной загруженности дорог на перекрёстке

Анализ рис. 4 свидетельствует о высокой гибкости системы управления: при сравнительном уменьшении потока транспорта на одном из направлений, увеличивается средняя длительность зелёного света светофора для другого направления, т.е. разгружается дорога с относительно большим потоком транспорта. Этот факт отражается на рис. 4 в виде существенного роста процентного сокращения суммарного простоя по сравнению с постоянным интервалом переключения светофора.

Временные диаграммы, иллюстрирующие такое перераспределение фаз светофора, пред-

ставлены на рис. 5.

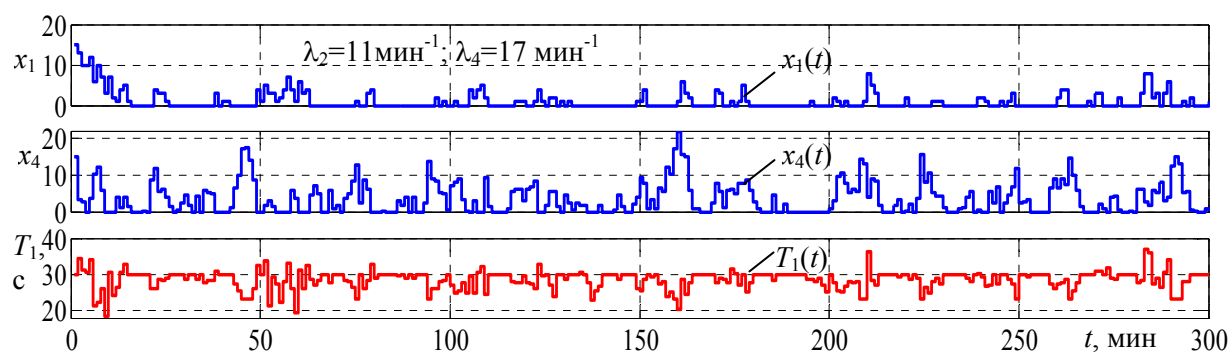


Рис. 5. Временные диаграммы потоков транспорта при неравномерной загрузке пересекающихся участков дорог

Рис. 5 наглядно показывает, что средняя загруженность $x_4(t)$ участка 4 превышает загруженность $x_1(t)$ участка 1. В соответствии с этим соотношением длительность T_1 зелёного света светофора имеет преимущественно отрицательные приращения, т.е. сокращается интервал пропускания транспорта с участка 1, и, соответственно, интервал времени для прохождения транспорта с участка 4 увеличивается.

Выводы

1. Системы интеллектуального управления дорожным движением в настоящее время достаточно полно обеспечены алгоритмической составляющей, использующей нейросетевые и нечёткие технологии принятия решений. В то же время способы моделирования транспортных потоков, управляемых этими системами, разработаны значительно в меньшей степени, ограничены магистральными линейными и кольцевыми топологиями дорожных сетей, и не обладают гибкостью, позволяющей применять их для разнообразных схем организации дорожного движения в сложных транспортных узлах.

2. Предложенная в работе технология моделирования транспортных потоков на основе теории автоматов даёт возможность сопряжения моделей потоков для смежных участков магистралей, обладает высокой гибкостью при изменении организации дорожного движения, и совместима с любым алгоритмом управления потоками.

3. Проведённое с помощью разработанной системы исследование свойств транспортных потоков на участке с дорожной развязкой, управляемой по критерию наименьшего приве-

дённому к единице транспортного средства времени простоя позволило установить:

при управлении равными по интенсивности конкурирующими потоками движения преимущество гибкого управления по сравнению с постоянным интервалом переключения потоков проявляется лишь в небольшом диапазоне загруженностей этих дорог, близком к полному заполнению их участков – предзаторному состоянию;

при малой загруженности участков магистрали гибкое управление не даёт преимуществ, и в нём нет необходимости;

при общей перегруженности дорог требуется переход от гибкого управления к директивному регулированию, критерием принятия решений в котором является степень предпочтительности одного направления движения перед другим, например, кольцевого движения перед радиальным;

наибольшее сокращение времени простоя достигается при отличающейся интенсивности пересекающихся потоков транспорта. Отношение этих интенсивностей непрерывно выявляется системой, и в соответствующей мере воспроизводится в пропорциях длительности управляющих воздействий.

Литература

1. Повышение эффективности и безопасности функционирования улично-дорожной сети городов / Е.Е. Медрес, Э.Г. Миняева, Н.В. Черных, А.И. Солодкий // Транспортное дело России. 2024. № 2. С. 154-160.
2. Врубель Ю.А., Капский Д.В. Оценка качества дорожного движения // Социально-экономические проблемы развития и функционирования транспортных систем городов и зон их влияния: материалы XXII междунар. науч.-практ. конф. Екатеринбург, 2016. С. 216-221.
3. Sutton J.C. Gridlock: congested cities, contested policies, unsustainable mobility. New York: Routledge, 2015. 200 p.

4. Babit R., Charma V., Duggal A.K Level of service concept in urban roads // *International Journal of Engineering Science Invention Research & Development*. 2016. Vol. 3. Issue 1. P. 44-48.
5. Кущенко Л.Е., Камбур А.С., Пехов А.А. Совершенствование организации дорожного движения посредством применения интеллектуальных транспортных систем // *Мир транспорта и технологических машин*. 2021. № 3(74). С. 46-54.
6. Душкин Р.В. Интеллектуальные транспортные системы. М.: ДМК Пресс, 2020. 282 с.
7. Управление транспортными потоками в городах / Е.А. Андреева [и др.]. М.: Инфра-М, 2024. 207 с.
8. Солодкий А.И. Транспортные проблемы крупных городов и пути их решения (на примере Санкт-Петербурга) // *Актуальные проблемы архитектуры и строительства. Материалы V Международной конференции СПб.: СПбГАСУ, 2015. Ч. 2. С. 204-209.*
9. Мировой и российский опыт применения интеллектуальных транспортных систем / С.В. Егоров, П.В. Шационко, А.И. Ерпылева, Д.И. Жарков // *Транспортное дело России*. 2022. № 2. С. 130-136.
10. Евстигнеев И.А. Основы создания интеллектуальных транспортных систем в городских агломерациях России. М.: Изд-во «Перо», 2021. 294 с.
11. Etaiwi W., Idwan S. Traffic management systems: a survey of current solutions and emerging technologies // *Journal of Computational Social Science*. 2025. Vol. 8. No 1. P. 1-24.
12. ГОСТ Р 56294-2014. Интеллектуальные транспортные системы. Требования к функциональной и физической архитектурам интеллектуальных транспортных систем: дата введения 2015-07-01 / Федеральное агентство по техническому регулированию. <http://docs.cntd.ru/document/1200115739> (дата обращения: 12.01.2025).
13. Потапова И.А., Бояршинова И.Н., Исмагилов Т.Р. Методы моделирования транспортного потока // *Фундаментальные исследования*. 2016. № 10. С. 338-342.
14. Введение в математическое моделирование транспортных потоков / А.В. Гасников [и др.] Под ред. А.В. Гасникова. М.: МЦНМО, 2013. 428 с.
15. Казарян Д.Э., Михалев В.А., Софронова Е.А. Нейросетевые подходы к управлению потоками транспорта // *Вестник Российского университета дружбы народов. Серия: Инженерные исследования*. 2017. Т.18. № 1. С. 97-106.
16. Тимофеева О.П., Палицына С.С. Обучение нейронной сети интеллектуальной системы управления городскими светофорами // *Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева*. 2016. № 1(112). С. 25-31.
17. Стрижко М.А., Червинский В.В. Система интеллектуального управления транспортными потоками на перекрестках со светофорным регулированием // *Вестник Воронежского государственного технического университета*. 2024. Т. 20. № 2. С. 48-55.
18. Бобырь М.В., Храпова Н.И., Ламонов М.А. Система управления интеллектуальным светофором на основе нечеткой логики // *Известия Юго-Западного государственного университета*. 2021. Т. 25. № 4. С. 162-176.
19. Ермилина О.В., Дёмина В.Д. Система управления транспортными потоками с использованием нечеткого регулятора на перекрестке // *Инженерный вестник Дона*. 2021. № 8. 11 с.
20. Тарасов О.В., Корнилов С.Н. Оптимизация режимов работы объектов светофорного регулирования методами нечеткой логики // *Современные проблемы транспортного комплекса России*. 2012. Т. 2. № 1. С. 139-143.
21. Intelligent traffic signal synchronization using fuzzy logic and Q-learning / V. Iyer, R. Jadhav, U. Mavchi, J. Abraham // *Proceedings of the 2016 International Conference on Computing, Analytics and Security Trends (CAST)*, Pune, India, 2016. No. 4. P. 156-161.

Поступила 12.02.2025; принята к публикации 29.04.2025

Информация об авторах

Обухова Анастасия Евгеньевна – специалист, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: aeobuhova@mail.ru, тел.: +7 (473) 243-77-20, ORCID: 0000-0002-9912-0584
Васильев Евгений Михайлович – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: vgtu-aits@yandex.ru, тел.: +7 (473) 243-77-20, ORCID: 0000-0002-9008-5364

MODELING AND RESEARCH OF TRAFFIC FLOWS IN INTELLIGENT SYSTEM OF COORDINATED ROAD TRAFFIC CONTROL

A.E. Obukhova, E.M. Vasil'ev

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the paper is devoted to the problem of intelligent traffic flow control on a road network with complex traffic organization. We show that in terms of algorithmic support for this problem, the most pressing task at present is to create coordinated control algorithms suitable for their transfer to adjacent sections of highways without increasing their dimensionality. In terms of model support for traffic flow control systems, there is a need to increase the flexibility of the models used, i.e. their ability to take into account realistic conditions of traffic organization with traffic interchanges. In accordance with these tasks, we develop an algorithm for fuzzy coordinated traffic control of a highway section with traffic light control of traffic interchanges. As models of traffic flows, we propose to use models of fuzzy automata with discrete time, the quantization period of which is determined by the period of switching the traffic light. We used the resulting model to test the operability of the developed control algorithm, and obtained the results confirming its effectiveness. We conducted a study on the effectiveness of the algorithm for different loads of competing sections of highways. We show that with equal intensities of intersecting traffic flows, the reduction in idle time as a result of control does not exceed 20% of the average idle time with a fixed traffic light

switching. At the same time, with different intensities of the specified flows, the system demonstrates the restructuring of traffic light switching intervals in the interests of the dominant flow, and is capable of providing a multiple reduction in idle time

Key words: intelligent traffic flow control, coordinated traffic control algorithm, finite state machine model, reduction in transport idle time

References

1. Madras E.E., Minyaeva E.G., Chernykh N.V., Solodkiy A.I. "Improving the efficiency and safety of the functioning of the street and road network of cities", *Transport Business of Russia (Transportnoye delo Rossii)*, 2024, no. 2, pp. 154-160.
2. Vruble Yu.A., Kapskiy D.V. "Assessment of the quality of road traffic", *Proc. of XXII int. Scientific-Practical. Conf.: Socio-economic Problems of the Development and Functioning of Urban Transport Systems and Zones of Their Influence (Sotsial'no-ekonomicheskiye problemy razvitiya i funktsionirovaniya transportnykh sistem gorodov i zon ikh vliyaniya)*, Ekaterinburg, 2016, pp. 216-221.
3. Sutton J.C. "Gridlock: congested cities, contested policies, unsustainable mobility", New York, Routledge, 2015, 200 p.
4. Babit R., Charma V., Duggal A.K "Level of service concept in urban roads", *International Journal of Engineering Science Invention Research & Development*, 2016, vol. 3, issue 1, pp. 44-48.
5. Kushchenko L.E., Kambur A.S., Pekhov A.A. "Improving the organization of road traffic through the use of intelligent transport systems", *The World of Transport and Technological Machines (Mir transporta i tekhnologicheskikh mashin)*, 2021, no. 3 (74), pp. 46-54.
6. Dushkin R.V. "Intelligent transport systems" ("Intellektual'nyye transportnyye sistemy"), Moscow, DMK Press, 2020, 282 p.
7. Andreeva E.A. ed. "Management of traffic flows in cities" ("Upravlenie transportnymi potokami v gorodakh"), Moscow: Infra-M, 2024, 207 p.
8. Solodkiy A.I. "Transport problems of large cities and ways to solve them (on the example of St. Petersburg)", *Proc. of the V International Conf.: Actual problems of architecture and construction (Aktual'nyye problemy arkhitektury i stroitel'stva)*, St. Petersburg, SPbGASU, 2015, part 2, pp. 204-209.
9. Egorov S.V., Shatsionok P.V., Erpyleva A.I., Zharkov D.I. "World and Russian experience in applying intelligent transport systems", *Transport Business of Russia (Transportnoye delo Rossii)*, 2022, no. 2, pp. 130-136.
10. Evstigneev I.A. "Fundamentals of creating intelligent transport systems in urban agglomerations of Russia" ("Osnovy sozdaniya intellektual'nykh transportnykh sistem v gorodskikh aglomeratsiyakh Rossii"), Moscow, Pero Publishing House, 2021, 294 p.
11. Etaui W., Idwan S. "Traffic management systems: a survey of current solutions and emerging technologies", *Journal of Computational Social Science*, 2025, vol. 8, no 1, pp. 1-24.
12. GOST R 56294-2014. "Intelligent transport systems. Requirements for the functional and physical architectures of intelligent transport systems: date of introduction 2015-07-01", <http://docs.cntd.ru/document/1200115739> (date of access: 12.01.2025).
13. Potapova I.A., Boyarshinova I.N., Ismagilov T.R. "Methods of traffic flow modeling", *Fundamental Research (Fundamental'nyye issledovaniya)*, 2016, no. 10, pp. 338-342.
14. Gasnikov A.V. ed. "Introduction to Mathematical Modeling of Transport Flows" ("Vvedenie v matematicheskoe modelirovaniye transportnykh potokov"), Moscow, MCNO, 2013, 428 p.
15. Kazaryan D.E., Mikhalev V.A., Sofronova E.A. "Neural network approaches to traffic flow management", *Bulletin of Peoples' Friendship University of Russia. Series: Engineering Research (Vestnik Rossiyskogo universiteta družby narodov. Seriya: Inzhenernyye issledovaniya)*, 2017, vol. 18, no. 1, pp. 97-106.
16. Timofeeva O.P., Palitsyna S.S. "Training of the neural network of the intelligent control system of urban traffic lights", *Proc. of the R.E. Alekseev NGTU (Trudy NGTU im. R.Ye. Alekseyeva)*, 2016, no. 1 (112), pp. 25-31.
17. Strizhko M.A., Chervinsky V.V. "Intelligent traffic flow control system at intersections with traffic light regulation", *Bulletin of the Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2024, vol. 20, no. 2, pp. 48-55.
18. Bobyr M.V., Khrapova N.I., Limonov M.A. "Intelligent traffic light control system based on fuzzy logic", *Proc. of the Southwestern State University (Izvestiya Yugo-Zapadnogo gosudarstvennogo universiteta)*, 2021, vol. 25, no. 4, pp. 162-176.
19. Ermilina O.V., Demina V.D. "Traffic flow control system using a fuzzy controller at an intersection", *Engineering Bulletin of the Don (Inzhenernyy vestnik Dona)*, 2021, no. 8, 11 p.
20. Tarasov O.V., Kornilov S.N. "Optimization of modes of operation of traffic light control objects using fuzzy logic methods", *Modern Problems of the Transport Complex of Russia (Sovremennyye problemy transportnogo kompleksa Rossii)*, 2012, vol. 2, no. 1, pp. 139-143.
21. Iyer V., Jadhav R., Mavchi U., Abraham J. "Intelligent traffic signal synchronization using fuzzy logic and Q-learning", *Proc. of the 2016 Int. Conf. on Computing, Analytics and Security Trends (CAST)*, Pune, India, 2016, no. 4, pp. 156-161.

Submitted 12.02.2025; revised 29.04.2025

Information about the authors

Anastasia E. Obukhova, specialist, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Otyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: aeobuhova@mail.ru, tel.: +7 (473) 243-77-20, ORCID: 0000-0002-9912-0584

Evgeniy M. Vasil'ev, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Otyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: vgtu-aits@yandex.ru, tel.: +7 (473) 243-77-20, ORCID: 0000-0002-9008-5364

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ КЛАСТЕРИЗАЦИИ ВЕКТОРНЫХ ПРЕДСТАВЛЕНИЙ РЕГУЛЯРНЫХ ВЫРАЖЕНИЙ

Л.А. Демидова, Н.А. Морошкин

МИРЭА – Российский технический университет, г. Москва, Россия

Аннотация: рассматривается задача кластеризации векторных представлений регулярных выражений, сформированных с применением TF-IDF и BERT моделей, а также их модификаций. Цель исследования – определить, какие способы предобработки, способы представления и модели векторизации регулярных выражений целесообразно использовать для решения задачи кластеризации регулярных выражений по их структуре. Предлагается реализовать предобработку исходных регулярных выражений с использованием эквивалентных и почти эквивалентных замен. Кроме того, предлагается при формировании векторных представлений регулярных выражений рассмотреть как исходные регулярные выражения, так и их представление на основе абстрактных синтаксических деревьев. Задача кластеризации решается с использованием алгоритма kmeans++ как в исходном пространстве для векторных представлений регулярных выражений, так и в двухмерном, переход в которое реализуется с применением UMAP алгоритма. При этом для оценки качества кластеризации применяется индекс кластерного силуэта. Результаты экспериментальных исследований подтверждают целесообразность применения всех рассмотренных способов представления и предобработки регулярных выражений, а также моделей их векторизации для выбора лучшей их конфигурации для обеспечения высокого качества решения задачи кластеризации регулярных выражений в смысле максимизации значения индекса кластерного силуэта

Ключевые слова: регулярные выражения, эквивалентные и почти эквивалентные замены, абстрактные синтаксические деревья, кластеризация, kmeans++, TF-IDF, ModernBERT, CodeBERT, BERT

Введение

Регулярные выражения (РВ) – это мощный инструмент сопоставления строки с некоторым заданным образом. На протяжении нескольких десятилетий [1] РВ используются в различных областях информационных технологий, например для предобработки текстовой информации, извлечения текстовых сущностей (например, url-ссылок, номеров телефонов) из неструктурированных данных, лексического анализа при решении задачи компиляции и т.д. С момента введения термина «регулярные множества» Стивеном Клини [2] РВ и их имплементации стали неотъемлемой частью любого языка высокого уровня – Python, C++, JavaScript и т.д. Такие языки чаще всего имеют свои реализации «машин регулярных выражений» – программы, компилирующие заданное РВ в некоторый конечный автомат. Каждая такая программа отличается итоговым конечным автоматом и своим набором условий и ограничений. В работах [3, 4] приведены примеры различий таких машин и описания специфики каждого диалекта РВ. Под диалектом РВ понимается правила написания РВ для некоторой машины РВ. Учитывая количество имплементаций РВ и их широкое применение в различных областях, задача кластеризации РВ имеет важное значе-

ние в анализе наборов данных, состоящих из регулярных выражений. Реализовав алгоритм кластеризации РВ, исследователи могут использовать полученные результаты в решении таких задач, как поиск аномалий в наборах РВ, извлечение ключевых сущностей или наиболее используемых конструкций заданного набора РВ, синтез новых РВ по структурному шаблону, поиск оптимизированных РВ и т.д.

В данной статье представлен подход к кластеризации векторных представлений РВ с применением алгоритма kmeans++ на основе разных вариантов конфигурирования экспериментов. Конфигурирование экспериментов предполагает осуществление выбора моделей векторизации, выбора способа предобработки РВ, выбора способа представления РВ, а также определение ограничений на исходный набор РВ. Цель исследования – определить, какие способы предобработки, способы представления и модели векторизации регулярных выражений целесообразно использовать для решения задачи кластеризации регулярных выражений по их структуре.

Цель данного исследования заключается в определении лучших конфигураций экспериментов по результатам применения различных способов предобработки, способов представления регулярных выражений и моделей их векторизации в смысле решения задачи кластеризации регулярных выражений по их структуре.

1. Экспериментальные наборы данных

В данном исследовании был выполнен сбор двух экспериментальных наборов данных.

1. Набор данных №1 создан на основе раздела `library` Интернет-ресурса `Regex101` [5]. Данный ресурс является наиболее популярным инструментом отладки РВ наиболее популярных диалектов – PCRE и PCRE2, Python, EcmaScript, Re2 и др. В разделе `library` пользователи публикуют написанные РВ для решения различных задач. Всего в наборе данных 18009 строк. Каждая строка набора данных содержит поля: «`regex`» (поле не может быть пустым, содержит исходное РВ); «`flavor`» (поле не может быть пустым, содержит диалект РВ); «`title`» (поле может быть пустым, содержит заголовок РВ); «`description`» (поле может быть пустым, содержит описание РВ). Все поля являются текстовыми. Сбор данных из раздела `library` Интернет-ресурса `regex101` выполнен с использованием встроенного в Интернет-ресурс API [5].

2. Набор данных №2 создан на основе коллекции регулярных выражений Интернет-ресурса `Regexlib` [6]. Данный ресурс существует более 20 лет и является первым [6] Интернет-ресурсом для хранения и отладки РВ. Всего в наборе данных 1000 строк. Каждая строка набора данных содержит поля: «`pattern`» (поле не может быть пустым, содержит исходное РВ); «`rating`» (поле не может быть нулевым, содержит рейтинг РВ); «`title`» (поле может быть нулевым, содержит заголовок РВ); «`description`» (поле может быть нулевым, содержит описание РВ). Все поля являются текстовыми. Сбор данных из внутренней библиотеки Интернет-ресурса `Regexlib` выполнен с

использованием встроенного в Интернет-ресурс SOAP API [6].

В табл. 1 приведено распределение РВ по диалектам, а также средняя длина РВ в определенном диалекте, минимальная и максимальная длины РВ из набора данных № 1. В `regex101` диалекты примеров РВ имеют иную от [4] классификацию, и чаще всего такие диалекты имеют наименование, взятое от языка программирования, от которого представлена машина РВ. В табл. 2 приведено распределение РВ по рейтингу, а также средняя длина РВ в определенном диалекте, минимальная и максимальная длины РВ из набора данных №2. Предполагается, что чем выше рейтинг у РВ, тем чаще пользователи Интернет-ресурса к нему обращаются (просматривают страницу РВ, редактируют, копируют и т.д.). Как можно заметить из табл. 1, наиболее большой группой РВ являются РВ, написанные на диалекте PCRE (*perl-compatibility regular expressions*) [4]. Сами по себе диалекты не являются метками кластеров, так как отличаются лишь в некоторых специфичных конструкциях и ограничений в них, например в конструкциях «заглядывания» или «обратных ссылок» [3, 4]. Также можно отметить по табл. 2, что большинство РВ в экспериментальном наборе данных № 2 не имеют рейтинга.

Табл. 1 и 2 демонстрируют разнообразие РВ в экспериментальных наборах данных и их распределение в них. Можно заметить, что представленные разделения по диалектам (табл. 1) и рейтингам (табл. 2) не несут какой-либо закономерности по длине РВ, что говорит о том, что наборы данных не являются легко разделимыми.

Таблица 1

№	Диалект <code>regex101</code>	Диалект по [4]	Кол-во РВ	Средняя длина РВ, кол-во символов	Минимальная длина РВ, кол-во символов	Максимальная длина РВ, кол-во символов
1	<code>dotnet</code>	POSIX	115	240.9	2	14051
2	<code>golang</code>	RE2	194	109.2	4	1253
3	<code>java</code>	POSIX	216	114	3	1925
4	<code>javascript</code>	EcmaScript	3433	113.7	1	26257
5	<code>pcre</code>	PCRE	9205	103.4	1	13426
6	<code>pcre2</code>	PCRE2	2737	452.8	1	999997
7	<code>python</code>	Python	2096	99.4	1	7630
8	<code>rust</code>	Похож на PCRE2	13	74.3	16	160

Таблица 2

№	Рейтинг в <code>regexlib</code>	Кол-во РВ	Средняя длина РВ, кол-во символов	Минимальная длина РВ, кол-во символов	Максимальная длина РВ, кол-во символов
1	0 (отсутствие оценки от пользователя)	711	89.1	1	4000
2	1	122	67.9	1	2847
3	2	17	381.8	17	3899
4	3	22	96.5	7	682
5	4	11	133.4	21	365
6	5	117	138.5	7	3012

2. Модели векторизации регулярных выражений

Для кластеризации РВ необходимо получить их векторное представление. Для этого предлагается использовать векторизацию на основе TF-IDF моделей, реализующих классический подход к векторизации текста, и векторизацию на основе современных нейросетевых моделей с архитектурой BERT.

Модель TF-IDF [7] реализует векторизацию отдельных документов в наборе текстовых документов (корпусе) посредством формирования вектора, каждый элемент которого основан на оценке важности слова или *токена* в документе относительно корпуса. При этом важность каждого слова пропорциональна частоте его употребления в документе и обратно пропорционален частоте его употребления во всех документах корпуса.

Для каждого слова t в документе d из набора документов D определяется значение меры

$$\text{TF-IDF}(t, d, D) = \text{tf}(t, d) \cdot \text{idf}(t, D), \quad (1)$$

где $\text{tf}(t, d) = \frac{n_t}{\sum_{i=1}^I n_i}$;

n_t – число вхождений слова t в документ d ;

I – число уникальных слов в документе d ;

$$\text{idf}(t, D) = \log\left(\frac{n_D}{l_D}\right);$$

n_D – число документов в наборе документов D ;

l_D – число документов в наборе документов D , в которых встречается слово t .

Большее значение (1) имеют слова с высокой частотой в пределах конкретного документа и с низкой частотой употреблений в других документах. При расчете значения меры (1) большую роль играет выбор алгоритма токенизации, реализующего разделение некоторого документа d на множество слов или токенов.

В данном исследовании под *документом* будет пониматься некоторое РВ; под *словом* будет пониматься некоторый токен, полученный выбранным алгоритмом токенизации. Предлагается использовать три следующих подхода к токенизации.

1. Подход, реализующий разделение РВ на символы, как терминальные, так и нетерминальные [4].

2. Подход, реализующий разделение РВ на нетерминалы с удалением всех терминальных символов.

3. Подход, реализующий разделение РВ по токенам конструкций.

Терминальные символы (терминалы) в первом подходе – это элементарные символы некоторого языка, описывающий диалект РВ. Нетерминальные символы (синтаксические переменные) во втором подходе – это множество символов, задающих по некоторому правилу множество терминальных символов.

В последнее время исследователи начали использовать нейросетевые модели [8] (например, модель BERT) как инструмент векторизации текста, так как такие модели по сравнению с моделями, реализующими классический подход к векторизации текста (например, по сравнению с моделью TF-IDF), лучше выявляют латентные компоненты векторов текста.

Так, модель BERT (Bidirectional Encoder Representations from Transformers) является нейросетевой моделью, представленной в 2018 году и созданной для обработки естественного языка [8]. Модель BERT реализует двунаправленный подход к обработке и представлению текста, позволяющий обрабатывать текст с двух сторон. Это достигается за счет архитектуры «трансформер», состоящей только из кодировщика, которая использует механизмы внимания для оценки важности различных слов во входном тексте.

Каждая нейросетевая модель имеет ограничение на количество компонент итогового вектора, называемого контекстом. Длина контекста базовой версии (base-uncased) модели BERT [8] – 512 компонентов.

Позднее архитектуру базовой модели BERT стали использовать в качестве основы для решения других задач, например, для векторизации программного кода. Несмотря на появление большого количества подходов к обработке естественного языка в последние годы [9], BERT и подобные нейросетевые модели остаются популярным решением для векторизации текста.

В частности, можно выделить такие модели, как CodeBERT и ModernBERT.

Модель CodeBERT была [10] представлена в 2020 году подразделением компании Microsoft. Эта модель обучена генерировать комментарии к программному коду. Так как РВ чаще всего применяются в контексте работы с некоторым программным кодом, использование модели CodeBERT как кодировщика к РВ является целесообразным. Длина контекста базовой версии (base) модели CodeBERT совпадает с длиной контекста модели BERT: она составляет 512 компонентов.

Модель ModernBERT [11] была представлена в 2024 году. Она предлагает расширенные возможности работы с текстом по сравнению с базовой моделью [11]. Модель ModernBERT имеет иную архитектуру [12] от архитектуры базовой модели BERT. Длина контекста модели ModernBERT – 8192 компоненты.

3. Предобработка экспериментальных данных

Экспериментальные наборы данных № 1 и № 2, информация по которым представлена в табл. 1 и 2 соответственно, включают в себя примеры РВ из разных областей и разных языков программирования (в них представлены РВ для машин РВ языков программирования Golang, Python, JavaScript, PHP, C++, Rust). Предполагается, что такое разнообразие РВ может отрицательно повлиять на результаты решения различных задач, связанных с анали-

зом РВ, в частности, на результаты кластеризации РВ.

В связи с этим целесообразно реализовать процедуру эквивалентных и почти эквивалентных замен групп терминалов.

В данном исследовании *эквивалентная замена* – это процесс замены некоторого набора терминалов и нетерминалов $s_1, s_2, \dots, s_n$, на такой набор терминалов и нетерминалов $s'_1, s'_2, \dots, s'_m$, что множество производных терминалов $t_1, t_2, \dots, t_g$ по набору $s_1, s_2, \dots, s_n$ и множество производных терминалов $t'_1, t'_2, \dots, t'_r$ по набору $s'_1, s'_2, \dots, s'_m$ равны между собой. Список эквивалентных замен представлен в табл. 3. Следует отметить, что некоторые замены были реализованы в формате регулярного выражения. Представленные замены подобраны вручную и используются для обеспечения более унифицированного вида всех РВ вне зависимости от исходного диалекта.

Таблица 3

Исходное множество терминалов и нетерминалов	Эквивалентная замена	Описание производимого множества терминалов
0-9	\d	Все цифры
[0123456789]	\d	Все цифры
(?=\d*)	0 (через регулярное выражение)	Замена квантификаторов с {N} на {0,N}
{1,}	+	Метасимвол квантификатора «одно и более повторение»
{0,}	*	Метасимвол квантификатора «ноль и более повторений»
{0,1}	?	Метасимвол квантификатора «ноль и одно повторение»
(\w)?	\w? (через регулярное выражение)	Все литералы один или ноль раз
(\w)?	\w? (через регулярное выражение)	Все литералы один или ноль раз
(\w\d){2}	(\w\d) (\w\d)? (через регулярное выражение)	Все литералы и цифры один или два раза
\p{L} или \p{Letter}	\w	Все литералы
\p{Z} или \p{Separator}	\s	Все символы-сепараторы
\p{N} или \p{Number}	\d	Все цифры
[^\w]	\W	Все не литералы
[^\d]	\D	Все не цифры
(?P<[^>]*> или (?<[^>]*> или (?[^\']**)	<NAMEGROUP> (через регулярное выражение)	Все именованные группы

Таблица 4

Исходное множество терминалов и нетерминалов	Почти эквивалентная замена	Описание производимого множества терминалов до замены	Описание производимого множества терминалов после замены
пробел	\s	пробел	Все символы-сепараторы
A-Za-z или A-Z или a-z	\w	Все символы латинского алфавита в нижнем или верхнем регистре	Все unicode символы-литералы в нижнем и верхнем регистре
A-Яa-я или A-Я или a-я	\w	Все символы русского алфавита в нижнем или верхнем регистре	Все unicode символы-литералы в нижнем и верхнем регистре
(\d-\d)	\d (через регулярное выражение)	Указаны определенные искомые цифры	Указываются все цифры
^\$ или \S\$	Удаление символов (через регулярное выражение)	Искомая подстрока должна находиться в начале или конце строки (распространенное избыточное использование якорей)	Искомая подстрока может находиться в любом месте строки
\p{Li} или \p{Lowercase_Letter} или \p{Lu} или \p{Uppercase_Letter}	\w	Все символы латинского алфавита в нижнем или верхнем регистре (такие нетерминалы используются только в PCRE машинах РВ)	Все unicode символы-литералы в нижнем и верхнем регистре
[^A-Za-z0-9]	\W	Группа последовательности исключения из искомой подстроки всех символов латинского алфавита в верхнем и нижнем регистре, а также всех цифр	Все не литералы
[^A-Za-z] или [^a-zA-Z]	\W	Группа последовательности исключения из искомой подстроки всех символов латинского алфавита в верхнем и нижнем регистре	Все не литералы

Почти эквивалентная замена – это процесс замены некоторого набора терминалов и нетерминалов $s_1, s_2, \dots, s_n$, на такой набор терминалов и нетерминалов $\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_m$, что множество производных терминалов $t_1, t_2, \dots, t_g$ по набору $s_1, s_2, \dots, s_n$ принадлежит множеству производных терминалов $\hat{t}_1, \hat{t}_2, \dots, \hat{t}_r$ по набору $\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_m$, при этом $r \geq g$. Список почти эквивалентных замен представлен в табл. 4. Представленные замены подобраны вручную, и используются для обеспечения более унифицированного вида всех ПВ вне зависимости от исходного диалекта. Следует отметить, что данные замены изменяют итоговый конечный автомат, задаваемый исходным ПВ, однако, сохраняют исходную структуру.

Приведенные в табл. 3 и 4 эквивалентные и почти эквивалентные замены должны позволить уменьшить различия в написании ПВ, однако это не позволит полностью исключить из набора данных разнообразие литералов в ПВ, что может повлиять на итоговые результаты кластеризации. В связи с этим целесообразно рассмотреть процесс кластеризации не только на основе исходных ПВ, а также на основе их абстрактных синтаксических деревьев (АСД) [4].

Для получения АСД исходных ПВ был использован встроенный модуль разбора ПВ SRE (*Support of Regular Expressions*) языка программирования Python [13]. Для полученных АСД выполнена замена способа записи литералов (токен *LITERAL* в исходном АСД), с удалением ID каждого литерала. Эта замена необходима для того, чтобы проанализировать группы ПВ только по структуре, без учета различий в терминальных символах.

Выбор модуля разбора ПВ SRE обусловлен расширенными возможностями машины ПВ для языка программирования Python с точки зрения библиотеки нетерминалов и их возможностей [3, 4], таких, например, как неограниченная длина в конструкции «заглядывание».

В результате большинство представленных ПВ могут компилироваться модулем SRE с использованием диалекта ПВ Python, так как другие диалекты зачастую имеют сравнительно большее количество ограничений [4]. Под ограничениями здесь понимается условия работы с терминалами некоторых конструкций.

Например, во многих диалектах ПВ запрещена конструкция «обратной ссылки» (перевод каретки на несколько позиций назад) или

запрещена работа с «неклассическими» Unicode классами, например с иероглифами.

Однако, как и в любом другом модуле разбора ПВ, в модуле SRE присутствует ряд ограничений (например, не поддерживаются некоторые «устаревшие» конструкции диалекта PCRE [3] и ограничена длина конструкций «заглядывания»), которые не позволяют транслировать абсолютно все ПВ из экспериментальных наборов данных в АСД.

4. Кластерный анализ регулярных выражений

Для решения задачи кластеризации была выбрана модификация алгоритма k-средних [14] – k-means++ [15]. Алгоритм k-means – один из наиболее известных кластеризации.

Алгоритм разбивает исходное множество объектов анализируемого набора данных на заранее известное количество кластеров k , при этом для каждого кластера вычисляются координаты его центра. На каждой итерации алгоритма производится перерасчет кластеров с целью минимизации суммы квадратов расстояний всех объектов каждого кластера до центра этого кластера.

Алгоритм k-means обладает несколькими недостатками, среди которых можно выделить следующие.

1. Необходимость заранее определять количество кластеров k .

2. Зависимость результатов кластеризации от выбора координат исходных центров кластеров при инициализации алгоритма.

Алгоритм k-means++ позволяет решить проблему зависимости результатов кластеризации от выбора координат исходных центров кластеров, так как в нём реализован поиск оптимальных координат центров кластеров во время инициализации алгоритма [15]. Для оценки качества кластеризации предлагается использовать индекс кластерного силуэта [16]. Индекс кластерного силуэта – это внутренняя мера оценки качества результатов кластеризации, основанная на схожести объектов в составе одного кластера на основе двух метрик – *компактности* и *отделимости*.

Значение индекса кластерного силуэта для всей кластерной структуры может быть вычислено как:

$$S(C) = \frac{1}{N} \sum_{c_k \in C} \sum_{x_i \in c_k} \frac{sep(x_i, c_k) - com(x_i, c_k)}{\max\{com(x_i, c_k), sep(x_i, c_k)\}} \quad (2)$$

где $sep(x_i, c_k) = \frac{1}{|c_k|} \sum_{x_j \in c_k} \|x_i - x_j\|$ – среднее расстояние объекта от x_j , принадлежащего кластеру c_k , до других объектов из кластера c_k (метрика $sep(x_i, c_k)$ характеризует *компактность* данных);

$com(x_i, c_k) = \min_{c_l \in C \setminus c_k} \{\frac{1}{|c_l|} \sum_{x_j \in c_l} \|x_i - x_j\|\}$ – среднее расстояние от объекта x_j , принадлежащего кластеру c_k , до объектов из другого кластера c_l , причем $k \neq l$ (метрика $com(x_i, c_k)$ характеризует *отделимость* данных).

Значения индекса кластерного силуэта удовлетворяют условию: $-1 \leq S(C) \leq 1$. Чем ближе значение индекса кластерного силуэта (2) к единице, тем лучше решена задача кластеризации с точки зрения отделимости кластеров и их компактности.

В данном исследовании предлагается проводить кластерный анализ РВ не только в исходном векторном пространстве, но и в векторном пространстве, размерность которого равна 2. Такое низкоразмерное пространство можно получить с помощью алгоритма UMAP (Uniform Manifold Approximation and Projection), реализующего нелинейное снижение размерности пространства [17]. Снижение размерности пространства может уменьшить влияние шумов и выбросов на результаты кластерного анализа.

5. Экспериментальные исследования

Экспериментальные исследования в контексте решения задачи кластеризации векторных представлений РВ были выполнены с применением языка программирования Python в среде разработки PyCharm. В ходе экспериментов был использован компьютер со следующими характеристиками: MacBook Air 13 2020 A2337 (процессор: Apple M1 3.2 ГГц 5 нм, ARMv8.5-A, 3.2 ГГц, 8 ядер; оперативная память: 8 Гб; 64-разрядная операционная система). Визуализация экспериментальных наборов данных № 1 и № 2 на основе алгоритма UMAP приведена на рис. 2 и 3. Как можно заметить по рис. 2, РВ разных диалектов визуально не разделяются на отдельные кластеры, поэтому при оценке качества кластеризации экспериментального набора данных № 1 (табл. 1) реальные диалекты РВ учитываться не будут. Использовать поле «рейтинг» для экспериментального набора данных № 2 (табл. 2) в качестве метки класса также нецелесообразно ввиду случайного распределения групп рейтинга.

В связи с ограниченностью вычислительных ресурсов были сформированы выборки РВ из исходных экспериментальных наборов данных № 1 и № 2 с учётом включения некоторых слов-запросов в поле «title» для набора данных № 1 и набора данных № 2 и в поле «описание» «description» для набора данных № 1 и набора данных № 2.

В результате удалось не только проанализировать экспериментальные наборы данных, но и исследовать малые группы (поднаборы) РВ из этих наборов, схожие по описанию. Для идентификации результатов экспериментальных исследований была определена конфигурация каждого эксперимента.

Конфигурация определяет используемые в эксперименте ограничения на исходный набор данных, способы представления и предобработки данных, модель векторизации и размерность векторного пространства.

В данном исследовании при создании конфигурации эксперимента рассматриваются следующие её составляющие.

1. Наличие ограничений на исходный набор данных: слова-фильтры.

2. Способ представления данных: исходное РВ или АСД для исходного РВ.

3. Способ предобработки данных: без использования или с использованием эквивалентных и почти эквивалентных замен;

4. Модель векторизации:

а. Модель TF-IDF на основе подхода к токенизации, в качестве которого может выступать:

i. подход, разделяющий исходную строку на символы терминалы и нетерминалы;

ii. подход, разделяющий исходную строку на символы нетерминалы;

iii. подход, разделяющий исходную строку на токены.

б. Нейросетевая модель:

i. модель BERT (версия base-uncased);

ii. модель CodeBERT (версия base);

iii. модель ModernBERT (версия base).

5. Размерность векторного пространства: исходная или равная 2.

Для экспериментов было подготовлено шесть следующих наборов данных.

1. Набор на основе случайной выборки из исходного набора данных РВ размером в 5000 строк.

2. Набор на основе выборки из экспериментального набора данных № 1 по словам-фильтрам, связанным с БД: *sql*, *database*, *db*, *or*-

acle. Проверяется вхождение каждого слова по отдельности.

3. Набор на основе выборки из экспериментального набора данных №1 по словам-фильтрам, связанным с разработкой клиентской части веб-приложений: *http, css, javascript, js*. Проверяется вхождение каждого слова.

4. Весь экспериментальный набор данных №2.

5. Набор на основе выборки из экспериментального набора данных №2 по словам-фильтрам, связанным с определением номера

телефона: *phone, phone number, country code*. Проверяется вхождение каждого слова.

6. Набор на основе выборки из экспериментального набора данных №2 по словам-фильтрам, связанным с определением электронной почты: *mail, address*. Проверяется вхождение каждого слова. При поиске оптимального количества кластеров для всех вышеперечисленных 6 наборов на основе экспериментальных наборов №1 и №2 эксперименты проводились при количестве кластеров, выбравшемся из диапазона [2, 50] с шагом 2.

Таблица 5

№	Набор данных	Размерность пр-ва	Конфигурация экспериментов	Значение индекса кластерного силуэта без предобработки заменами	Значение индекса кластерного силуэта с предобработкой заменами
1	Случайная выборка из экспериментального набора данных №1 размером в 5000 строк	2-мерное	- Работа с исходными РВ; - Модель векторизации – TF-IDF с токенизацией по токенам; - Количество кластеров – 2	0,510	0,511
2		Исходное	- Работа с исходными РВ; - Модель векторизации – TF-IDF с токенизацией по токенам; - Количество кластеров – 2.	0,439	0,437
3	Выборка из экспериментального набора данных №1 по словам-фильтрам, связанным с БД	2-мерное	- Работа с АСД исходных РВ; - Модель векторизации – ModernBERT; - Количество кластеров – 2.	0,558	0,551
4		Исходное	- Работа с АСД исходных РВ; - Модель векторизации – ModernBERT; - Количество кластеров – 2.	0,529	0,535
5	Выборка из экспериментального набора данных №1 по словам-фильтрам, связанным с разработкой клиентской части веб-приложений	2-мерное	- Работа с исходными РВ; - Модель векторизации – TF-IDF с токенизацией по токенам; - Количество кластеров – 2.	0,514	0,518
6		Исходное	- Работа с исходными РВ; - Модель векторизации – TF-IDF с токенизацией по токенам; - Количество кластеров – 2.	0,463	0,464
7	Набор данных №2	2-мерное	- Работа с АСД исходных РВ; - Модель векторизации – TF-IDF с токенизацией по токенам; - Количество кластеров – 2.	0,7	0,95
8		Исходное	- Работа с АСД исходных РВ; - Модель векторизации – BERT; - Количество кластеров – 4.	0,8	0,48
9	Выборка из экспериментального набора данных №2 по словам-фильтрам, связанным с определением номера телефона	2-мерное	- Работа с исходными РВ; - Модель векторизации – TF-IDF с токенизацией по нетерминалам; - Количество кластеров – 2.	0,79	0,98
10		Исходное	- Работа с исходными РВ; - Модель векторизации – TF-IDF с токенизацией по нетерминалам; - Количество кластеров – 2.	0,75	0,92
11	Выборка из экспериментального набора данных №2 по словам-фильтрам, связанным с определением электронной почты	2-мерное	- Работа с исходными РВ; - Модель векторизации – TF-IDF с токенизацией по нетерминалам; - Количество кластеров – 2.	0,88	0,97
12		Исходное	- Работа с исходными РВ; - Модель векторизации – TF-IDF с токенизацией по нетерминалам; - Количество кластеров – 2.	0,819	0,9

Все эксперименты проводились дважды – с использованием замен и без их использования. В табл. 5 приведены результаты сравнения значений индекса кластерного силуэта (2) для каждой конфигурации в случае применения и неприменения эквивалентных и почти эквивалентных замен с учетом равенства всех других составляющих конфигурации. Полужирным шрифтом выделены лучшие конфигурации по значению индекса кластерного силуэта (табл. 5).

Проанализировав результаты сравнения значений индекса кластерного силуэта для конфигураций с предобработкой заменами и без предобработки заменами, можно сделать вывод о том, что в большинстве случаев (в 8 из 12) применение эквивалентных и почти эквивалентных замен увеличило значение индекса кластерного силуэта (2).

Лучшие конфигурации по каждому набору данных представлены в таблице 5. Конфигурация признается лучшей в том случае, если значение индекса кластерного силуэта (2), соответствующий этой конфигурации, является максимальным.

Можно заметить, что из 12 конфигураций экспериментов, представленных в табл. 5, для 9 конфигураций применялась предобработка с эквивалентными и почти эквивалентными заменами.

Однако в трех случаях можно заметить уменьшение значения индекса кластерного силуэта (2). Два случая такого уменьшения (конфигурации № 2 и № 3 в табл. 5) незначительны (не более 1,25 %) и демонстрируют необходимость расширения и уточнения списка используемых замен (табл. 3 и 4). В одном случае (конфигурация № 8 в табл. 5) наблюдается значительное уменьшение значения индекса кластерного силуэта (2) на 40 %. Можно предположить, что это связано с тем, что экспериментальный набор данных № 2 содержит некоторые выбросы и устаревшие конструкции, так как представленные в этом наборе РВ могли устареть с начала формирования библиотеки РВ Интернет-ресурса Regexlib [6]. Однако преобладание позитивных результатов предобработки заменами над негативными свидетельствует о целесообразности использования предобработки заменами при решении задачи кластеризации векторных представлений РВ.

Заключение

1. Результаты проведенного исследования показывают целесообразность использования представленного подхода к решению задачи кластеризации РВ с применением алгоритма `kmeans++`.

2. Предложено конфигурирование экспериментов с выбором способов предобработки и представления РВ, а также моделей векторизации. Полученные значения индекса кластерного силуэта (2) подтверждают целесообразность применения различных вариантов конфигурирования экспериментов с целью выбора лучшего в смысле максимизации значения индекса кластерного силуэта.

3. Целью дальнейших исследований является расширение и уточнение списка эквивалентных и почти эквивалентных замен, что должно улучшить качество кластеризации РВ. Кроме того, планируется исследовать другие способы оценки результатов кластеризации неразмеченных данных, а также рассмотреть возможности использования графовых нейронных сетей и компонент больших языковых моделей для формирования векторных представлений РВ в контексте решения задач кластеризации и классификации РВ.

Литература

1. Козлов С.В., Светлаков А.В. Применение регулярных выражений для обработки текстовых данных // *International Journal of Open Information Technologies*. 2022. № 9 (10). С. 82-89.
2. Светлаков А.В. Алгебра Клини и решение систем уравнений в регулярных выражениях // *Студенческая наука* 2022. Сборник статей. Под редакцией Н.Н. Розановой. Смоленск. 2022. С. 658-673.
3. Demidova L.A., Moroshkin N.A. Architecture of a regular expression translator with optimization of intermediate states // *International Scientific Conference on Information Technologies – InfoTech-2024*, 2024. Р. 1-4.
4. Демидова Л.А., Морошкин Н.А. Процесс трансляции регулярных выражений разных диалектов с оптимизацией промежуточных представлений // *ИТ-Стандарт*. 2024. №4 (41). С. 42-58.
5. Regex101 [Электронный ресурс]. URL: <https://regex101.com/> (дата обращения: 10.04.2025).
6. Regexlib [Электронный ресурс]. URL: <https://regexlib.com/> (дата обращения: 10.04.2025).
7. Некрасова Э.В., Гусев П.Ю. Анализ текста на соответствие заданной теме с применением методов машинного обучения // *Научный аспект*. 2022. Т. 1. № 4. С. 100-110.
8. Минаев В.А., Симонов А.В. Сравнение моделей-трансформеров BERT при выявлении деструктивного контента в социальных медиа // *Информация и безопасность*. 2022. Т. 25. № 3. С. 341-348.

9. Дашкевич Я.В., Колесов В.А. Анализ текстовых состязательных атак на большие языковые модели в задачах информационного поиска // Современное состояние и перспективы развития информационно-аналитической работы в деятельности военной организации государства. Сборник трудов конференции. Санкт-Петербург. 2024. С. 73-77.

10. Романов В.А., Иванов В.В. Сравнение графовых векторных представлений исходного кода с текстовыми моделями на основе архитектуры CNN и CodeBERT // Труды Института системного программирования РАН. 2023. Т. 35. №1. С. 237-264.

11. Benjamin Warner, Antoine Chaffin, Benjamin Clavie, Orion Weller, Said Taghadouini Smarter, Better, Faster, Longer: A Modern Didirectional Encoder for fast, memory efficient, and long context finetuning and inference // arXiv. [Электронный ресурс]. URL: <https://arxiv.org/abs/2412.13663> (дата обращения: 12.04.2025).

12. Matteo Saponati, Pascal Sager, Pau Vilimelis Aceunio, Thilo Stadelmann The underlying structures of self-attention: symmetry, directionality, and emergent dynamics in Transformer training // arXiv. [Электронный ре-

сурс]. URL: <https://arxiv.org/abs/2502.10927> (дата обращения: 12.04.2025).

13. CPython [Электронный ресурс]. URL: <https://github.com/python/cpython> (дата обращения: 10.04.2025).

14. Ромащенко М.А., Васильченко Д.В., Пухов Д.А. Современное состояние задач повышение помехоустойчивости канала управления беспилотных авиационных систем на основе искусственного интеллекта // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 6. С. 142-146.

15. Ma Yu, Cheng W. Optimizing and parallelization of fuzzy clustering algorithm based on the improved kmeans++ clustering // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2020. Vol. 768. № 7. P. 72-106.

16. Журавлев В.В., Маничева А.С. Упрощенный показатель силуэта для определения качества кластерных структур // Известия Алтайского государственного университета. 2022. № 4 (126). С. 110-114.

17. Demidova L.A., Gorchakov A.V. Fuzzy Information Discrimination Measures and Their Application to Low Dimensional Embedding Construction in the UMAP Algorithm // Journal of Imaging. 2022. № 8. P. 113.

Поступила 19.04.2025; принята к публикации 12.05.2025

Информация об авторах

Демидова Лилия Анатольевна – д-р техн. наук, профессор кафедры корпоративных информационных систем, институт информационных технологий, МИРЭА – Российский технологический университет (119454, Россия, г. Москва, пр-кт Вернадского, 78), orcid.org/0000-0003-4516-3746, e-mail: demidova.liliya@gmail.com

Морошкин Никита Андреевич – аспирант кафедры корпоративных информационных систем, институт информационных технологий, МИРЭА – Российский технологический университет (119454, Россия, г. Москва, пр-кт Вернадского, 78), orcid.org/0009-0002-8787-2452, e-mail: seed.suboty@gmail.com

SOLVING THE PROBLEM OF CLUSTERING VECTOR REPRESENTATIONS OF REGULAR EXPRESSIONS

L.A. Demidova, N.A. Moroshkin

MIREA – Russian technological university, Moscow, Russia

Abstract: we consider the problem of clustering vector representations of regular expressions formed using TF-IDF and BERT models, as well as their modifications. The main goal of the study is to determine which vectorization models, preprocessing and representation methods are appropriate to use to solve the problem of clustering regular expressions by their structure. We propose to implement preprocessing of the original regular expressions using equivalent and almost equivalent replacements. In addition, we propose to consider both the original regular expressions and their descriptions in the form of abstract syntax trees when forming vector representations of regular expressions. We solved the clustering problem using the kmeans++ algorithm both in the original space for vector representations of regular expressions and in a two-dimensional space, the transition to which is implemented using the UMAP algorithm. In this case, we used the cluster silhouette index to assess the quality. The results of experimental studies confirm the feasibility of the application of all the considered methods of representing and evaluating regular expressions, as well as models of their vectorization to choose their best configuration to ensure a high quality solution to the problem of clustering regular expressions in the sense of maximizing the values of the cluster silhouette index

Key words: regular expressions, equivalent and nearly equivalent replacements, abstract syntax trees, clustering, kmeans++, TF-IDF, ModernBERT, CodeBERT, BERT

References

1. Kozlov S.V., Svetlakov A.V. "Application of regular expressions for processing text data", *International Journal of Open Information Technologies*, 2022, no. 9 (10), pp. 82-89
2. Svetlakov A.V. "Kleene algebra and solution of systems of equations in regular expressions", *Student science 2022 (Studencheskaya nauka 2022)*, Smolensk, 2022, pp. 658-673

3. Demidova L. A., Moroshkin N. A. "Architecture of a regular expression translator with optimization of intermediate states", *International Scientific Conference on Information Technologies – InfoTech-2024*, 2024, pp. 1-4.
4. Demidova L. A., Moroshkin N. A. "Process of translation of regular expressions of different dialects with optimization of intermediate representations", *IT-Standard*, 2024, no. 4 (41), pp. 42-58.
5. Regex101, available at: <https://regex101.com/> (date of access: 10.04.2025).
6. Regexlib, available at: <https://regexlib.com/> (date of access: 10.04.2025).
7. Nekrasova E. V., Gusev P. U. "Text analysis for compliance with a given topic using machine learning methods", *Scientific Aspect (Nauchnyy aspekt)*, 2022, vol. 1, no. 4, pp. 100-110.
8. Minaev V. A., Simonov A. V. "Comparison of BERT transformer models for detecting destructive content in social media", *Information and Security (Informaciya i bezopasnost')*, 2022, vol. 25, no. 3, pp. 341-348.
9. Dashkevich Ya. V., Kolesov V. A. "Analysis of text adversarial attacks on large language models in information retrieval problems", *Current State and Prospects for the Development of Information and Analytical work in the Activities of the Military Organization of the State (Sovremennoe sostoyanie i perspektivy razvitiya informacionnogo-analiticheskoy raboty v deyatelnosti voennoy organizatsii gosudarstva)*, Saint-Petersburg, 2024, pp. 73-77.
10. Romanov V. A., Ivanov V. V. "Comparison of graph vector representations of source code with text models based on CNN and CodeBERT architecture", *Proceedings of the Institute for System Programming of the Russian Academy of Sciences (Trudy Instituta sistemnogo programirovaniya RAN)*, 2023, vol. 35, no. 1, pp. 237-264.
11. Warner B., Chaffin A., Cla-vie B., Weller O., Taghadouini S. "Smarter, better, faster, longer: a modern didirectional encoder for fast, memory efficient, and long context finetuning and inference", available at: <https://arxiv.org/abs/2412.13663> (date of access: 12.04.2025).
12. Saponati M., Sager P., Vilimelis Aceu-nito P., Stadelmann T. "The underlying structures of self-attention: symmetry, directionality, and emergent dynamics in Transform-er training", available at: <https://arxiv.org/abs/2502.10927> (date of access: 12.04.2025).
13. CPython, available at: <https://github.com/python/cpython> (date of access: 10.04.2025).
14. Romashchenko M. A., Vasil'chenko D. V., Pukhov D. A. "Current state of the problems of increasing the noise immunity of the control channel of unmanned aircraft systems based on artificial intelligence", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 6, pp. 142-146.
15. Ma Yu, Cheng W. "Optimizing and parallelization of fuzzy clustering algorithm based on the improved kmeans++ clustering", *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2020, vol. 768, no 7, pp. 72-106.
16. Zhuravlev V. V., Manicheva A. S. "Simplified silhouette indicator for determining the quality of cluster structures", *Bulletin of Altai State University (Izvestiya Altayskogo gosudarstvennogo universiteta)*, 2022, no. 4 (126), pp. 110-114.
17. Demidova L. A., Gorchakov A. V. "Fuzzy information discrimination measures and their application to low dimensional embedding construction in the UMAP algorithm", *Journal of Imaging*, 2022, no. 8, pp. 113.

Submitted 19.04.2025; revised 12.05.2025

Information about the authors

Liliya A. Demidova, Dr. Sc. (Technical), Professor, Institute of Information Technologies, MIREA – Russian Technological University (78 Vernadsky Ave., Moscow 119454, Russia), orcid.org/0000-0003-4516-3746, e-mail: demidova.liliya@gmail.com
Nikita A. Moroshkin, graduate student, Institute of Information Technologies, MIREA – Russian Technological University (78 Vernadsky Ave., Moscow 119454, Russia), orcid.org/0009-0002-8787-2452, e-mail: seed.suboty@gmail.com

ОЦЕНКА ИНДЕКСА БИОРАЗНООБРАЗИЯ ШЕННОНА ФЛОРЫ ЛЕСОВ МЕЖДУРЕЧЬЯ ОБИ И ИРТЫША С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЧЕТКИХ МНОЖЕСТВ**В.Р. Цибульский¹, Д.А. Говорков²****¹Ассоциация «Центр этноэкологических и технологических исследований Сибири»,
г. Тюмень, Россия****²Тюменский индустриальный университет, г. Тюмень, Россия**

Аннотация: предложен алгоритм определения индекса биоразнообразия флоры лесов на примере отдельных лесхозов Ханты-Мансийского автономного округа на основе индекса Шеннона и условной энтропии. Предполагается, что динамика биоразнообразия территорий, покрытых лесами, соответствует изменениям в фитоценозах, образованных деревьями-эдикаторами. Индекс Шеннона растительного сообщества вычисляется на основе данных ежегодной статистики изменения площадей, занимаемых лесами на исследуемой территории, и списка растительных сообществ, характерных для данного вида лесобразующих пород деревьев. Известно, что на численность растительного сообщества значительно влияет плотность лесобразующих пород, вредители, пожары, вырубки и прочее. Кроме того, различная возрастная структура на опушках или окраинах вносит возмущения и ошибки в оценки индекса биоразнообразия. Предлагается применять аппарат нечетких множеств для вычисления индекса Шеннона биоразнообразия лесов. В качестве примера предложены функции принадлежности и соответствующие им алгоритмы вычисления индекса Шеннона для двух причин нечеткости: нечеткость численного множества, связанная с функцией деревьев-эдикаторов, и нечеткость лингвистического множества численных значений индекса Шеннона с точки зрения «большое, нормальное и малое». Последнее позволяет строить модели влияния вышеупомянутых возмущений на индекс Шеннона. В качестве нововведения определяют индексы биоразнообразия как для отдельных биомов, образованных деревьями-эдикаторами, так и для самих сообществ, а также интегральные индексы биоразнообразия для Мегионского, Нефтеюганского и Самаровского лесхозов. Второй особенностью является оценка индекса не для чистых лесов, а для попарно-смешанных видов деревьев-эдикаторов. Предложены формула определения интегрального индекса Шеннона с учетом нечеткостей эдикаторной роли смешанных лесов и модель лингвистической значимости числовых значений индекса с расчетом на дальнейшее исследование влияния на него различных факторов, включая краевые эффекты, влияние пожаров и т.п. Получены численные значения индексов Шеннона смешанных лесов для вышеобозначенных лесхозов

Ключевые слова: биоразнообразие, флора, лес, индекс Шеннона, нечеткие множества, междуречье, Обь, Иртыш

Введение

Проблема сохранения биоразнообразия на планете является жизненно важной, что декларируется соответствующей конвенцией ООН [1]. Особо значимо соблюдение положений данной конвенции на территориях, покрытых лесами, что отмечается в работах множества авторов по данной тематике [2]. В своей статье Беднова О. В. [3], указывая на важность мониторинга биоразнообразия лесных экосистем, подчеркивает необходимость учета зависимости биотопов от структурных особенностей лесов на различных площадях. Структурные особенности включают, в том числе, и различие пород, и их состояние. В тоже время, одна из классификаций, предложенных в свое время Поплавской Г. И. и Сукачевым В. И., говорит о наличии в фитоценологии классов деревьев-эдикаторов – строителей фитоценозов [4-6]. Современные исследователи

этого вопроса (Носова Л. М., Тихонова Е. В. и Леонова Н. Б.) указывают на воздействие деревьев-эдикаторов на биоразнообразие лесных экосистем [7]. Методика определения биоразнообразия территорий, занятых лесом, описанная в предыдущих публикациях авторов [8], предполагает оценку доли покрытия той или иной породой деревьев-эдикаторов и последующую оценку относительной энтропии комплекса «дерево – биом». Однако, есть немало причин, влияющих на точность определения границ между территориями занятыми разными породами: редколесье, взаимное проникновение одной породы в другую (смешанные леса) и связанное с изменением климата движение лесной границы в сторону тундры или степной части. Причем, в последнем случае, на границе преобладает молодая поросль, оказывающая слабое влияние на окружающее сообщество растений (биом). Кроме того, при подсчете обилия биомов также есть некая неточность или нечеткость связанная, например, с применением шкалы Друде, неповторимо-

стью ландшафта на выделенных участках и влиянием размера «окон» на рост и разнообразие биома [9]. На биоразнообразие растительного сообщества, образованного в пределах одного вида деревьев-эдификаторов, влияют, например, пожары – низовые и верховые [10]. При низовом уничтожается большая, но не вся часть леса. Остаются островки, минимально жизнеспособные популяции, связанные с рельефом, водоемами, ручьями, реками и т.п. [11, 12]. При верховом пожаре, в связи с высокими температурами, гибнет вся фитофлора. В таком случае, есть смысл рассматривать появление нечеткости только для низовых пожаров, а для верховых – учитывать только уменьшение проективной площади лесных пород и их растительного сообщества.

Оценка биоразнообразия на базе индекса Шеннона предполагает определение энтропии встречаемости растений на исследуемой территории. Известно несколько авторов, использующих этот подход – это Мэгаран, Пиелу, Левич, Розенберг, Бергер-Паркер и др. [13]. Все они не учитывали наличие нечеткости в оценках индекса Шеннона. В большинстве публикаций по оценке индекса Шеннона отмечается, что, обычно, его численное значение находится в диапазоне от 2 до 5. Имеются разночтения, какие значения отражают удовлетворительное биоразнообразие, а какие нет. Для разных климатических условий, почвенных особенностей, рельефа эти оценки могут меняться. В этом смысле, применение моделей нечетких множеств для учета факторов неопределенности при оценке индекса Шеннона, на наш взгляд, является обоснованным.

Основной особенностью аппарата нечетких множеств является наличие функции степени принадлежности каждого элемента к данному множеству $\mu(x)$. Вид функций принадлежности для биомов и массивов отдельных пород деревьев может быть различным. Задача заключается в подборе этих функций и вычислении энтропии с учетом функций принадлежности.

Рассмотрим, какие модели нечетких множеств могут быть применены при оценке биоразнообразия флоры лесов. Прежде всего, необходимо ответить на вопрос – что и как вносит нечеткость в показатель проективного покрытия лесов? В предыдущих публикациях авторов рассматривался алгоритм, в котором предполагались определение распределения видов деревьев-эдификаторов в каждом лесохозяйстве рассматриваемой территории [8] и оценка

видового проективного покрытия, на которое влияет лесистость и погрешность, вносимая аэрокосмической съемкой при оценке больших площадей. Эта проблема известна как задача определения краев и решается при помощи модели Сугено [14]. К этой же задаче можно отнести влияние различной сомкнутости крон на проективное покрытие для лесов ближе к северным территориям, так как для них возникает проблема определения краев внутри территории леса. Задачу образования смешанных лесов или участков леса с взаимным проникновением видов проще решать при помощи модели кластеризации [11, 12, 14]. Иногда в расчете проективного покрытия большую роль играет форма сечения проекции. В этом случае оценкой формы может являться, например, функция принадлежности в виде неопределенности (энтропии). Подобные работы имеют место в практике оценки принятия проектных решений [15] и при цифровом картографировании [16]. В других случаях используются коэффициенты для численности каждого вида [17], и функция принадлежности является числовым рядом и не носит случайный характер.

Анализ методов решения поставленной задачи

Рассмотрим варианты возможных функций принадлежности, которые могут быть положены в основу дальнейших исследований вопроса оценки биоразнообразия с учетом вышеупомянутых нечеткостей.

1. Функция принадлежности в виде числового ряда. Определение показателя размытости нечеткого множества видов-эдификаторов $\{x_j\}$ где $j = 1, 2, \dots, m$. В этом случае функция принадлежности представляет собой числовой ряд, образованный коэффициентами Крылова Г. В. [17]:

$$\mu(x) = 0, 1/x_1; 0, 2/x_2; \dots; 1/x_m.$$

В этом случае индекс Шеннона нечеткой части множества деревьев-эдификаторов отличается от традиционного множества произведением числовой функции принадлежности на распределение вероятностей нечеткой части, связанной только с неполнотой выполнения функции эдификаторов. Если задача связана с наличием смешанной части леса, например, для елово-кедровых лесов с составом (5к3е1ос) нечетким будет примесь ели к кедру, т.к. осина

на выбранных территориях встречается в единичных экземплярах и практически не определяет состав покровного сообщества растений. Для демонстрации метода оценки динамики разнообразия на данном этапе мы не будем учитывать неравномерность (нечеткость) смешения пород.

2. Для более корректного определения границ и факторов нечеткости необходимы дополнительные обследования выбранных участков и внесение в программу исследований структуры и площади смешанных участков. Для оценки проективного покрытия таких лесов есть ряд подходов. В редколесье часто плотность деревьев носит хаотичный характер, и функция принадлежности в этом случае требует идентификации, например, в виде энтропии:

$$H_k = - \sum_k \mu_k(x) \cdot \log(\mu_k(x)) \quad (1)$$

Следует отметить, что существуют методы построения сложных моделей функций принадлежности в виде суммы ряда линейных моделей, например, аппроксимация с помощью функций Takagi-Sugeno [18]. Она позволяет находить простые линейные модели нечеткости отдельных факторов.

3. Третий вариант – это оценка или задание остаточной (апостериорной) энтропии, связанной с недостаточной исследованностью растительных сообществ по различным причинам. В этом случае предполагаем, что исследуемое растительное сообщество включает в себя какую-то долю не до конца зафиксированной растительности, возможно произрастающей на данной территории. Обычно эта доля задается в процентах, и все вероятности вычисляются с учетом увеличившейся общей численности, при этом функция принадлежности задается как ошибка при измерениях [19] или в виде разности априорной и апостериорной энтропии.

Многие перечисленные методы применяются в настоящее время при обработке космоснимков территорий с использованием ГИС-технологий, в том числе и лесхозами.

В данной статье авторы остановились на двух примерах, показывающих применение аппарата нечетких множеств при определении индекса Шеннона для фитоценозов, образованных деревьями-эдификаторами:

1) Некоторую нечеткость может вносить коэффициент, определяющий долю деревьев,

выполняющих функцию деревьев-эдификаторов, предложенный экспертно Крыловым Г. В. и являющийся числовым рядом, определяющим функцию принадлежности [17];

2) Лингвистическая нечеткость при оценке значимости величины индекса Шеннона: какое значение является «низким», вызывающим озабоченность – «недостаточным», приемлемым – «средним», и «высоким», вызывающим сомнение в достоверности получения.

Рассмотрим, какие множества важны при решении этих задач. Прежде всего – это множество видов растений образованных деревьями-эдификаторами или биомы $B\{x_i\}$, где $i = 1, 2, \dots, n$, а количество видов, определенное на выделенных участках при описании их, и вероятность каждого определяются как отношение встречаемости каждого вида к общему их числу на исследуемых участках. Для выбранных примеров мы будем рассматривать только множества, касающиеся флоры. Вторым значимым множеством, в нашем случае, является множество видов деревьев-эдификаторов $A\{x_j\}$, где $j = 1, 2, \dots, m$. Кроме того, не все особи видов-эдификаторов выполняют эту функцию в полном объеме [17]. Характерной особенностью нашего примера являются смешанные леса [20], следовательно, деревья-эдификаторы образуют множество пар $X(x_i)$, образующихся как пересечение исходных $A\{x_j\}$.

Рассмотрим, какие изменения вносит учет нечеткости множеств в формулы определения индекса Шеннона. В предыдущих статьях авторы применяли формулу индекса Шеннона с условной энтропией [8]. В настоящей статье присутствуют нечеткие множества, а энтропия нечетких множеств определяется по формуле [21], содержащей функцию принадлежности $H(x) = - \int [P(x)\mu(x) \log(P(x)\mu(x))] dx$. В дискретном случае это:

$$H(x_i) = - \sum_i P(x_i) \mu(x_i) \log(P(x_i) \mu(x_i)). \quad (2)$$

Остановимся на этой формуле и, следовательно, нашей первой задачей будет определение вида функции принадлежности $\mu(x_i)$ для выбранных примеров.

В первом примере нечетким является множество деревьев-эдификаторов, обозначенное как A . Оно состоит из видов x_j , где $j = 1, 2, \dots, m$. Известно, что не все деревья яв-

ляются эдификаторами, а те, которые являются таковыми, выполняют эту функцию не в полной мере. Оба этих фактора оцениваются экспертным путем, а значит, образуют нечеткость [17]. Опираясь на данные Крылова Г. В., можно построить функцию принадлежности для множества деревьев-эдификаторов (сосна, ель, лиственница, кедр, береза, осина, ива, пихта), составляющих леса лесхозов Ханты-Мансийского автономного округа (ХМАО) в виде числовой функции:

$$A_3 = P_1/0,826 + P_2/1,0 + P_3/0,75 + P_4/0,35 + \\ + P_5/0,67 + P_6/0,55 + P_7/0 + P_8/1,0$$

где $P_2/1,0$ – вероятность встречаемости ели, являющейся субэдификатором, поэтому ее функции принадлежности присвоено значение 1,0.

Для выбранных лесхозов не все виды деревьев-эдификаторов присутствуют, поэтому остановимся на сосне, ели, кедре, березе и осине. Функция принадлежности будет иметь вид:

$$\mu(x_j) = x_1/\mu(x_1) + \dots + x_5/\mu(x_5) \quad (3)$$

Во втором примере для индекса Шеннона (ИШ) обычно общепринятыми считаются числовые значения в диапазоне 2 – 5. Рассмотрим, какой интервал можно считать нормальным – не вызывающим беспокойство. Предположим, что все виды растений биома равновероятны, т.е. ИШ максимален и равен $\log S$, где S – число видов на исследуемом участке. В этом случае вышеотмеченный интервал ИШ обозначает диапазон численности вида от 4 до 32 шт. По информации исследователей, на практике этот диапазон значительно шире – от 10 до 50 [11, 20], соответствующий индекс Шеннона, даже при равновероятном распределении, равен 3,3 – 5,6. Исходя из этих экспертных оценок, приемлемым будем считать ИШ от 3 до 5. Все значения ниже и выше принятого интервала считаем неприемлемыми, имеющими соответствующие значения функции принадлежности. При этом допускается некоторая субъективность или нечеткость в принятии решения по ИШ. Следовательно, список термов состоит из 3 переменных: низкий, средний (приемлемый), высокий (сомнительный). В целом во втором примере задача относится к классу нечетких выводов и, если есть максимальное значение индекса, то подходящей является модель Гауссовой функции при-

надлежности [22]. Для выбранного интервала индекса Шеннона в диапазоне 3 – 5 будет иметь вид:

$$\mu(H_k) = e^{-(H_k - b/a)^2} = e^{-(H_k - 4/2)^2}, \quad (4)$$

где H_k – индекс Шеннона;

a – ширина диапазона принятия решения «приемлемого» индекса;

b – значение индекса для максимума функции принадлежности;

$k = 1, 2, \dots, 7$.

Применяя выбранную модель и термы, можно провести фаззификацию. Множество индексов состоит из $\{H_1, H_2, \dots, H_7\}$, а по формуле (4): $\mu(x) = \{0,37/1; 0,25/2; 0,17/3; 1/4; 0,17/5; 0,25/6; 0,37/7\}$. Фаззификация термов будет иметь вид: H «низкое» = $\{0,37/1; 0,25/2; 0,17/3\}$, H «среднее» = $\{1/3; 1/4; 1/5\}$, H «высокое» = $\{0,17/5; 0,25/6; 0,37/7\}$.

Логический вывод заключается в том, что, если индекс Шеннона больше 3 и меньше 5, то это приемлемое значение. Казалось бы, вполне очевидное утверждение, но все усложняется, если вспомнить вышеперечисленные причины, которые вносят дополнительные нечеткости. Предположим, что все они, влияя на индекс Шеннона, образуют множество причин $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_7\}$ а заключение экспертов образуют нечеткое множество $H = \{H_1, H_2, \dots, H_7\}$. Отношение между ними образуют матрицу R [1, 7]. Мерой этих отношений являются, например, числа $[0, 1]$. При этом, нечеткий вывод делается на основе уже некоторого композиционного правила. Дальнейшее развитие этого направление исследований и публикаций авторы планируют в следующих статьях. Здесь остановимся на первом этапе, т.е. – только на модели лингвистической нечеткости индекса Шеннона.

Материалы и методы

Материалом для оценки биоразнообразия лесов ХМАО послужили данные карты Росинфорг «Леса России» по состоянию на 1 января 2020 года, открытые материалы и план по лесхозам ХМАО. В них приведены процентные соотношения территории покрытия основными породами деревьев-эдификаторов по лесхозам: Аганский, Белоярский, Кондинский, Мегионский, Нефтеюганский, Нижневартовский, Касымовский, Октябрьский, Самаров-

ский, Советский, Сургутский, Урайский и Юганский. Там же указано, что преобладающими видами являются сосна, ель, пихта, лиственница и кедр. Деревьями-эдификаторами в Евразийской хвойной области России являются сосна, ель, пихта, кедр, лиственница и береза [6]. Ассоциации растений, образованные основными деревьями-эдификаторами, были подобраны авторами из литературных источников для соответствующих широт на территории России. Подходящие ассоциации по природным условиям описаны Валуцким В. И. и Лапшиной Е. И. для районов рек Большой Салым и Демьянка в междуречье Оби и Иртыша. По природным широтным условиям наиболее подходящими для наших примеров являются территории Мегионского, Нефтеюганского и Самаровского лесхозов.

Методика определения индекса биоразнообразия лесов заключается в оценке биомов, образованных деревьями-эдификаторами, в зависимости от площади покрытия и вероятности встречаемости деревьев в рассматриваемых лесхозах. Подсчет индексов Шеннона производится при помощи формулы относительной энтропии (более подробно методика излагалась в работе [8]). В настоящей статье определяется индекс Шеннона не только биома, но и деревьев-эдификаторов, поэтому энтропия состоит из двух слагаемых: смешанных лесов и биомов различного происхождения в зависимости от образующих их деревьев-эдификаторов:

$$ИШ = - \sum_j P_j(x) \mu_j(x) \log(P_j(x) \mu_j(x)) - \sum_{ij} P_{ij}(x) \mu_{ij}(x) \log(P_{ij}(x)) \quad (5)$$

Для выбранных примеров допускается ряд приближений: покрытие считается равномерным без прогалов внутри редколесий по краям, но при подсчете энтропии биомов влияние рельефа и водных элементов ландшафта учитывается за счет различных выделенных участков исследования, приведенных в работах Валуцкого с соавторами (Валуцкий, 1987). Обратим внимание на то, что они (участки) выбраны для попарно смешанных лесов.

Результаты

Методика получения результатов для экспертной оценки приемлемости индекса Шеннона состоит из следующих этапов:

1. Вначале сформируем множество деревьев-эдификаторов, произрастающих в выбранных лесхозах. В отличие от множества деревьев, произрастающих на территории ХМАО, список включает в себя только сосну, ель, кедр, березу, осину. В табл. 1 приведено распределение вероятности встречаемости этих пород-эдификаторов для выделенных лесхозов.

Таблица 1
Распределение вероятностей
деревьев-эдификаторов по лесхозам

	Мегионский	Нефтеюганский	Самаровский
Сосна	0,5	0,32	0,61
Кедр	0,2	0,09	0,05
Береза	0,2	0,35	0,2
Ель	0,03	0,16	0,11
Осина	0,08	0,07	0,03

2. Для оценки индекса по лесхозам необходимо получить распределение встречаемости деревьев-эдификаторов в парах $P(j)$ (табл. 2). В начале на основе таблицы распределения встречаемости деревьев-эдификаторов построим распределение вероятностей пар $P_j(x)$ из предположения, что вероятности встречаемости каждого вида перемножаются, например для $j = 1$ $P_1(x) = P_{ель}(x) \cdot P_{кедр}(x)$, так как в новом парном множестве влияние на фито биом оказывают и одно, и другое дерево, причем пары выбираются в соответствии с данными статьи Валуцкого и Лапшиной [20]. В реальных лесах часть деревьев встречаются вместе, и имеет место раздельное влияние исходных множеств и некоторая нечеткость в связи с различной плотностью и неясностью их границ (в данной статье не рассматривается). Обозначим полученное множество пар, как $X\{x_j\}$ где $j = 1, 2, \dots, n$, $n=9$. Обращаем внимание на то, что количество пар и биомов равно 2. Применяя формулу (2), определяем энтропию и индекс Шеннона лесной части без биома. Отметим, что для удобства обозначений, множества деревьев-эдификаторов и множество пар имеют один индекс j .

Таблица 2
Оценки индексов фиторазнообразия
территорий лесхозов по видам растительного
покрова, деревьев-эдификаторов
и интегральных по лесхозам

Лесхоз	Мегионский		Нефтеюган- ский		Самаровский		
Раст. покров \ Показатель	$P(j)$	$H(ij)$	$P(j)$	$H(ij)$	$P(j)$	$H(ij)$	$H(i)$
Елово-кедровые плауново- зеленомошные	0,005	0,023	0,018	0,082	0,004	0,018	4,56
Темнохвойно- осиновые плауново- зеленомошные	0,0021	0,01	0,013	0,062	0,0024	0,011	4,74
Березово- осиновые зелено- мошно-пл.	0,014	0,06	0,032	0,15	0,004	0,018	4,55
Клово-кедровые чернично- зеленомошные	0,005	0,025	0,018	0,09	0,004	0,02	4,98
Темно-хвойно- осиновые хвоще- во-черничн.	0,0021	0,01	0,013	0,045	0,0024	0,012	4,99
Осиново- березовые травя- но-зеленомошные	0,014	0,068	0,032	0,155	0,004	0,019	4,84
Кедрово сосновые бруснично-зеле- номошные	0,09	0,41	0,037	0,17	0,026	0,12	4,57
Сосновые богуль- никово- зеленомошные	0,44	1,97	0,41	1,83	0,44	1,97	4,47
Сосновые кустар- ничково-осоково- сфагновые	0,44	1,67	0,41	1,55	0,44	1,67	3,79
Индекс Шеннона биомов по лесхо- зам		4,24		4,17		3,85	

3. Фитобиомы, образующиеся деревьями-эдификаторами, составляют множества $B\{x_i\}$ где $i = 1, 2, \dots, n$. Численные значения индекса Шеннона биомов пар $H(i)$ определяются на основе данных, опубликованных Валуцким с соавторами [20], приведены в табл. 2. Руководствуясь обычной формулой сложения энтропии независимого множества пар деревьев (от биомов) и зависимого множества биомов: $H_{ин} = H(j) + H(ij)$ (см. 5), получим интегральное значение индекса Шеннона по лесхозам. Результаты сведены в табл. 3.

Таблица 3
Значения индекса Шеннона (ИШ) по лесхозам

ИШ	Мегионский	Нефтеюганский	Самаровский
Биома	4,24	4,17	3,85
Лесной части	1,64	1,92	1,34
Интегральные	5,88	6,09	5,19

4. На основе данных, полученных в пунктах 1-3, определены значения индексов Шеннона пар деревьев-эдификаторов по различным природным участкам $H(j)$, и на основе формулы (5) интегральные по выбранным лесхозам. Численные значения индекса Шеннона биомов не превышают граничного значения,

принятого нами ранее, но интегральное значение выше цифры 5, что на данном этапе вполне закономерно и предполагает дальнейшее учет других факторов и усовершенствование модели и методики оценки биоразнообразия лесов.

Заключение

Предложенные алгоритмы определения индекса фиторазнообразия могут послужить основой для дальнейшей разработки моделей, учитывающих прочие многочисленные причины нечеткости множеств биоты лесов и принятия решений (вывода) по ситуации на исследуемой территории.

Значения индексов Шеннона фитобиомов по Мегионскому, Нефтеюганскому и Самаровскому лесхозам ХМАО находятся в зоне приемлемых значений для принятой модели вывода и имеет направленную тенденцию уменьшения от первого к последнему.

Индекс фиторазнообразия биомов лесов, образованных деревьями-эдификаторами, на основе условной энтропии может послужить удобным инструментом для оперативной обработки информации и составления ориентированной программы исследований.

Литература

1. Конвенция о биологическом разнообразии, 1992. 32 с. URL: https://www.un.org/ru/documents/decl_conv/conventions/biodiv.shtml (дата обращения 10.03.2025).
2. Мониторинг биологического разнообразия лесов России / отв. ред. А.С. Исаев. М.: Наука, 2008. 453 с.
3. Беднова О.В. Биоразнообразие в лесных экосистемах: зачем и как его оценивать // Вестник Московского государственного университета леса – лесной вестник, 2003. № 2. С. 149-155.
4. Быков Б.А. О составлении флоры эдификаторов // Ботанический журнал, 1954. Т. 34. № 4. С. 549-558.
5. Быков Б.А. Проблемы эдификаторов растительного покрова // Ботанический журнал, 1966. Т. 51. № 9. С. 1231-1243.
6. Лавренко Е.М. Об изучении эдификаторов растительного покрова // Советская ботаника, 1947. Т. 15. № 1. С. 5-16.
7. Носова А.М., Леонова Н.Б., Тихонова Е.В. Воздействие деревьев-эдификаторов на биологическое разнообразие // Лесоведение, 2005. № 4. С. 40-48.
8. Определение индекса биоразнообразия Шеннона растительных сообществ образованных деревьями эдификаторами на примере лесов севера Западной Сибири / В.Р. Цибульский [и др.] // Вестник Нижневартовского государственного университета, 2021. Т. 54. № 2. С. 32-39.
9. Коротков В.Н. Новая парадигма в лесной экологии // Биологические науки, 1991. № 8(332). С. 7-20.
10. Пространственно-временной анализ природных пожаров в лесотундре Западной Сибири / Д.В. Моск-

ченко [и др.] // Сибирский экологический журнал, 2020. Т. 27. № 2. С. 243-255.

11. Смирнова О.В., Заугольнова Л.Б. Попадюк Р.В. Популяционная концепция в биогеоценологии // Журнал общей биологии, 1991. Т. 54. № 3. С. 438-449.

12. Смирнова О.В. Популяционная организация биоценологического покрова лесных ландшафтов // Успехи современной биологии, 1998. Т. 118. Вып. 2. С. 148-165.

13. Розенберг Г.С. Введение в теоретическую экологию. Т. 1. Тольятти, 2013. 565 с.

14. Пегат А. Нечеткое моделирование и управление. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2009. 798 с.

15. Манасян Н.С., Чернов В.Г. Нечеткая энтропия как критерий отбора инновационных проектов // Современные наукоемкие технологии. Региональное приложение, 2013. № 1(33). С. 49-563.

16. Jensen J.R. Introductory digital image processing. Pearson, 2015, 658 p.

17. Крылов Г. В., Крылов А. Г. Леса Западной Сибири // Леса СССР. М.: Наука. Т. 4. Леса Урала, Сибири и Дальнего Востока, 1969. С. 157-247.

18. Мэгарран Э. Экологическое разнообразие и его измерение. М.: Мир, 1992. 184 с.

19. Заде Л. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений. М.: Мир, 1976. 167 с.

20. Валуцкий В.И., Лапшина Е.И. Структура растительного покрова средней тайги Обь-Иртышского междуречья (бассейна Бол. Салыма) // Геоботанические исследования в Западной и средней Сибири: сб. ст. Новосибирск: Наука, 1987. С. 120-137.

21. Петров Б.Н., Уланов Г.М., Гольденблат И.И., Ульянов С.В. Теория моделей в процессах управления. Информационный и термодинамический аспекты. М.: Наука, 1978. 224 с.

22. Леденева Т.М., Беляев А.Б., Дубинин А.А. Нечеткая система для оценки величины прироста древесины с учетом различных почвенно-климатических условий // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2010. Т. 6. № 12. С. 32-38.

Поступила 29.03.2025; принята к публикации 29.04.2025

Информация об авторах

Цибульский Владимир Романович – д-р техн. наук, ведущий научный сотрудник, Ассоциация «Центр этноэкологических и технологических исследований Сибири» (625026, Россия, г. Тюмень, ул. Малыгина, 90-372), e-mail: v-tsib@yandex.ru, ORCID: 0000-0003-0353-9522

Говорков Денис Александрович – канд. техн. наук, доцент кафедры кибернетических систем, Тюменский индустриальный университет (625000, Россия, г. Тюмень, ул. Володарского, 3), e-mail: dagovorkov@mail.ru, ORCID: 0000-0002-5430-0231

ASSESSMENT OF THE SHANNON BIODIVERSITY INDEX OF THE FOREST FLORA OF THE OB AND IRTYSH INTERRIVER AREA USING FUZZY SETS

V.R. Tsibulskiy¹, D.A. Govorkov²

¹The association «The Centre of Ethnoecological and Technological Researches of Siberia», Tyumen, Russia

²Tyumen Industrial University, Tyumen, Russia

Abstract: the article proposes an algorithm for determining the forest flora biodiversity index using individual forestry enterprises of the Khanty-Mansiysk Autonomous Okrug as an example, based on the Shannon index and conditional entropy. We assumed that the dynamics of biodiversity in forested areas corresponds to changes in phyto-communities formed by edificator trees. We calculated the Shannon index of a plant community based on annual statistics of changes in forest areas in the study area and a list of plant communities characteristic of a given type of forest-forming tree species. It is known that the density of forest-forming species, pests, fires, logging, etc. significantly affect the abundance of plant communities. In addition, different age structures on forest edges or outskirts introduce disturbances and errors into the estimates of the biodiversity index. We propose to use the fuzzy set apparatus to calculate the Shannon index of forest biodiversity. As an example, we proposed membership functions and corresponding algorithms for calculating the Shannon index for two causes of fuzziness: fuzziness of the numerical set associated with the function of edificator trees and fuzziness of the linguistic set of numerical values of the Shannon index from the point of view of: "large, normal and small". The latter allows building models of the influence of the above-mentioned disturbances on the Shannon index. Unlike previous publications, we determine biodiversity indices both for individual biomes formed by edificator trees and for the communities themselves, as well as integral biodiversity indices for the Megion, Nefteyugansk and Samara forestries. The second feature is the assessment of the index not for pure forests, but for pairwise mixed species of edificator trees. We propose a formula for determining the integral Shannon index, taking into account the fuzzy nature of the edificatory role of mixed forests and a model of the linguistic significance of the numerical values of the index with the expectation of further study of the influence of various factors on it, including edge effects, the impact of fires, etc. We obtained numerical values of the Shannon indices of mixed forests for the above-mentioned forestries

Key words: biodiversity, flora, forest, Shannon index, fuzzy sets, interfluvium, Ob, Irtysh

References

1. Convention on Biological Diversity, 1992, available at: https://www.un.org/ru/documents/decl_conv/conventions/biodiv.shtml (date of access: 10.03.2025).
2. Isaev A.S. "Monitoring of biological diversity of Russian forests" ("Monitoring biologicheskogo raznoobraziya lesov Rossii"), Moscow: Nauka, 2008, 453 p.
3. Bednova O.V. "Biodiversity of forest ecosystems: why and how to assess it", *Forestry Bulletin (Lesnoy vestnik)*, 2023, no. 2, pp. 149-155.
4. Bykov B.A. "On the compilation of the flora of edificators", *Botanical Journal (Botanicheskiy zhurnal)*, 1954, vol. 34, no. 4, pp. 549-558.
5. Bykov B.A. "Problems of vegetation edificators", *Botanical Journal (Botanicheskiy zhurnal)*, 1966, vol. 51, no. 9, pp. 1231-1243.
6. Lavrenko E.M. "On the study of edificators of plant cover", *Soviet Botany (Sovetskaya botanika)*, 1947, vol. 15, no. 1, pp. 5-16.
7. Nosova L.M., Tikhonova E.V., Leonova N.B. "Effects of tree edifiers on biological diversity of forest ecosystems", *Forestry (Lesovedenie)*, 2005, no. 4, pp. 40-48.
8. Tsibul'skiy V.R., Arefiev S.P., Novikov V.P., Soloviev I.G., Govorkov D.A. "Determination of the Shannon biodiversity index of plant communities formed by edificatory trees using the example of forests in the north of Western Siberia", *Bulletin of Nizhnevartovsk State University (Vestnik Nizhnevartovskogo gosudarstvennogo universiteta)*, vol. 54, no. 2, pp. 32-39.
9. Korotkov V.N. "New paradigm in forest ecology", *Biological Sciences (Biologicheskie nauki)*, 1991, no. 8(332), pp. 7-20.
10. Moskovchenko D.V., Arefiev S.P., Moskovchenko M.D., Yurtaev A.A. "Spatio-temporal analysis of natural fires in the forest-tundra of Western Siberia", *Siberian Ecological Journal (Sibirskiy ekologicheskiy zhurnal)*, 2020, no. 13(2), pp. 193-203.
11. Smirnova O.V., Zaugolnova L.B., Popadyuk R.V. "Population concept in biogeocenology", *Journal of General Biology (Zhurnal obshchey biologii)*, 1991, vol. 54, no. 3, pp. 438-449.
12. Smirnova O.V. "Population organization of the biocenotic cover of forest landscapes", *Advances in Modern Biology (Uspehi sovremennoy biologii)*, 1998, vol. 118, no. 2, pp. 148-165.
13. Rosenberg G.S. "Introduction to theoretical ecology" ("Vvedenie v teoreticheskuyu ekologiyu"), vol. 1, Tolyatti, 2013, 565 p.
14. Pegat A. "Fuzzy modeling and control" ("Nechetkoe modelirovanie i upravlenie"), Moscow: Binom, 2009, 798 p.
15. Manasyan N., Chernov V. "[Fuzzy entropy as innovation projects' selection criterion", *Modern High-Tech Technologies. Regional Application (Sovremennye naukoemkie tehnologii. Regional'noe prilozhenie)*, 2013, no. 1(33), pp. 49-563.
16. Jensen J.R. "Introductory digital image processing", Pearson, 2015, 658 p.
17. Krylov G.V., Krylov A.G. "Forests of Western Siberia" ("Lesa Zapadnoj Sibiri"), vol. 4, Moscow: Nauka, 1969, pp. 157-247.
18. Magarran E. "Ecological diversity and its measurement" ("Ekologicheskoe raznoobrazie i ego izmerenie"), Moscow: Mir, 1992, 184 p.
19. Zade L. "The concept of a linguistic variable and its application to making approximate decisions" ("Ponyatie lingvisticheskoy peremennoy i ego primeneniye k prinyatiyu priblizhennykh resheniy"), Moscow: Mir, 1976, 167 p.
20. Valutskiy V.I., Lapshina E.I. "The structure of the vegetation cover of the middle taiga of the Ob-Irtysh interfluvium (Bolshey Salym basin)", *Geobotanical Research in Western and Central Siberia (Geobotanicheskie issledovaniya v Zapadnoy i sredney Sibiri)*, Novosibirsk: Nauka, 1987, pp. 120-137.
21. Petrov B.N., Ulanov G.M., Goldenblat I.I., Ul'yanov S.V. "Model theory in management processes. Information and thermodynamic aspects" ("Teoriya modeley v processah upravleniya. Informatsionny i termodinamicheskiy aspekty"), Moscow: Nauka, 1978, 224 p.
22. Ledeneva T.M., Belyaev A.B., Dubinin A.A. "Estimating fuzzy system of growth of wood given the different soil and climatic conditions", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2010, vol. 6, no. 12, pp. 32-38.

Submitted 29.03.2025; revised 29.04.2025

Information about the authors

Vladimir R. Tsibul'skiy, Dr. Sc. (Technical), Leading Researcher, The association «The Centre of Ethnoecological and Technological Researches of Siberia» (90-372 Malygina str., Tyumen 625026, Russia), e-mail: v-tsibul@yandex.ru, ORCID: 0000-0003-0353-9522

Denis A. Govorkov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Tyumen Industrial University (3 Volodarskogo str., Tyumen 625000, Russia), e-mail: dagovorkov@mail.ru, ORCID: 0000-0002-5430-0231

УПРАВЛЕНИЕ ДОСТУПОМ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА К РАБОТЕ С ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ПРОЦЕССОМ НА ПРИМЕРЕ ПОЛИМЕРИЗАЦИИ БУТАДИЕНА**И.А. Авцинов¹, А.С. Суровцев¹, Я.А. Туровский^{2,3}****¹Воронежский государственный университет инженерных технологий, г. Воронеж, Россия****²Воронежский государственный университет, г. Воронеж, Россия****³Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова, г. Москва, Россия**

Аннотация: рассмотрена проблема возникновения производственного брака на промышленном предприятии по синтезу бутадиенового каучука. Для снижения вероятности производственного брака разработана система поддержки принятия решений (СППР). Задачей СППР является управление доступом человека-оператора к работе с технологическим процессом. Человек-оператор необходим для контроля изменения количества катализатора в реакторе для полимеризации бутадиена. СППР выполняет наблюдение за изменением функционального состояния человека-оператора и за изменением состояния технологического процесса. Наблюдение за изменением функционального состояния человека-оператора необходимо для оценки его продуктивности обработки информации. Человеку-оператору не может быть выдан доступ к управлению технологическим процессом, если уровень его продуктивности обработки информации недостаточен для данного действия. Состояние технологического процесса определяется по результатам анализа отклонения температуры в реакторе для полимеризации бутадиена от оптимального профиля. Введен показатель надежности технологического процесса – вероятность перехода технологического процесса из предотказного в состояние нормального функционирования. предотказное состояние характеризуется повышенным риском возникновения производственного брака. Переход технологического процесса в предотказное состояние происходит из-за загрязнения бутадиена и примесей в катализаторе. СППР отслеживает отклонение температуры от температурного профиля для определения необходимости вовлечения человека-оператора к управлению технологическим процессом. Разработана математическая модель полимеризации бутадиена, в которой учитывается загрязненность бутадиена и наличие примесей в катализаторе

Ключевые слова: управление, человек-оператор, показатели качества, технологический процесс полимеризация бутадиена

Благодарности: исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-19-00664

Введение

Одно из направлений автоматизации разнообразных технологических систем – замещение труда человека перспективными современными устройствами и на их основе создание автоматических систем управления. Однако проектирование и реализация полностью автоматической системы в некоторых отраслях деятельности человека на данный момент трудно исполнимы. Можно перечислить множество промышленных производств, в которых человек-оператор участвует в управлении определенными технологическими операциями. Например, технологический процесс полимеризации бутадиена требует наличия человека-оператора для корректировки дозирования катализатора с целью получения бутадиенового каучука с требуемыми характеристиками [1].

В качестве второго примера можно рассматривать систему управления беспилотными летательными аппаратами (БПЛА). В системах

управления БПЛА человек-оператор необходим для осуществления их нормального функционирования.

В народном хозяйстве можно привести огромное количество эргатических систем, начиная с водителей разнообразных средств передвижения, и, заканчивая мобильными роботами. В них необходимо дистанционно оценивать состояние оператора при управлении технической системой.

Следует отметить тот факт, что в настоящее время становятся все более популярными системы «множество операторов–множество объектов управления» [2]. В таких системах объект управления в разные моменты времени может находиться под управлением различных операторов, а также каждый человек-оператор может быть привлечен к управлению разных объектов управления во время своей работы.

Ряд исследователей подчеркивают, что переключение оператора-пилота с управления одним объектом, находящегося в одних условиях, к другому, специфика внешней среды которого требует изменения доминирования пси-

хологических процессов, таких как сенсорно-перцептивный, моторный и интеллектуальный, вызывает стресс у человека-оператора [3].

Другой причиной стресса являются переходы от монотонии и недонагруженности человека-оператора к его полной загрузке. Стрессовые состояния человека-оператора приводят к снижению продуктивности обработки информации оператором-технологом, что приводит к снижению показателей надежности всей эргатической системы.

На промышленном предприятии по синтезу бутадиенового каучука несоответствие качественных параметров синтезируемого продукта приводит к браку партии и финансовым потерям. Одними из наиболее важных показателей качества полибутадиена (бутадиенового каучука) являются:

- 1) молекулярно-массовое распределения;
- 2) вязкость по Муни;
- 3) пластичность по Карреру и др.

Ряд исследователей утверждают, что значения показателей качества зависят от отклонений температуры в реакторе (полимеризаторе) от оптимального температурного профиля [4]. Температура в реакторе зависит от:

- 1) концентраций примесей в бутадиене;
- 2) характеристик и количества катализатора;
- 3) расхода охлаждающего агента.

Проведение лабораторных исследований характеристик катализаторов, которые используются при полимеризации бутадиена, финансово нерентабельно. А допуски характеристик катализаторов принимают такие значения, что при работе технологического процесса необходимо предусматривать возможность добавления катализатора в полимеризатор [5]. Это объясняется тем, что в катализаторе тоже могут содержаться примеси, которые снижают эффективность его свойств [6].

Исследователи выделяют две группы примесей в катализаторах, использующиеся при полимеризации бутадиена. Первая – примеси, оказывающие влияние примерно одинаковое влияние на характеристики катализатора на всем времени использования катализатора. Вторая – примеси, влияние которых начинает проявляться спустя некоторое время после пуска технологического процесса. Выделение других групп примесей традиционно не рассматривается.

Технологическая операция, при которой выполняется пуск технологического процесса, предполагает возможность увеличения концен-

трации катализатора в котле для полимеризации при значительных отклонениях фактического температурного профиля от оптимального. В процессе выполнения этой технологической операции оператор-технолог совместно с автоматизированной системой управления принимает решение о увеличении дозировки катализатора. По завершению этой технологической операции значения температуры в котле для полимеризации должны находиться в определенных окрестностях температурного профиля. Если температура в реакторе выходит за пределы этих окрестностей, в продукции, которая может быть получена по завершению работы технологического процесса, признается наличие неисправимого производственного брака [7, 8]. В этом случае предприятие несет финансовые потери. Если человек-оператор будет находиться в нетрудоспособном функциональном состоянии, когда от него будет необходимо выполнить управленческие действия, вероятность наступления события, при котором промышленная партия будет признана недопустимой для передачи потребителям, возрастает.

Большинство промышленных производств по синтезу бутадиенового каучука не учитывают функциональное состояние операторов-технологов для их допуска к управлению технологическим процессом. В связи с этим актуальной является разработка системы поддержки принятия решений, которая позволит повысить показатели качества промышленных предприятий благодаря учету функциональных состояний операторов-технологов при управлении технологическим процессом.

Целью данной работы является разработка системы поддержки принятия решений, контролирующей уровень доступа человека-оператора к управлению технологическим процессом для повышения качества промышленных предприятий.

Материалы и методы

Для построения системы поддержки принятия решений (СППР) определим два элемента:

- 1) система определения функционального состояния человека-оператора;
- 2) система определения состояния технологического процесса.

Методы и алгоритмы построения функционального состояния человека по сигналам его вариабельности сердечного ритма приведены в работе [9]. Предложенные методы допускают проведение непрерывного наблюдения за

изменением функционального состояния человека-оператора. В работе [9] определен набор функциональных состояний человека-оператора химического производства:

- 1) работа в обычном режиме в реальных условиях труда (NS);
- 2) работа на тренажере в обычном режиме (PS);
- 3) работа на тренажере при дефиците времени на принятия решений (WS);
- 4) нетрудоспособное состояние (SS, stress state).

В работе [10] проведен структурный синтез модели прогнозирования variability сердечного ритма человека-оператора химического производства. Модель прогнозирования позволяет заблаговременно оценить возможность перехода человека-оператора в нетрудоспособное состояние и заранее выполнить необходимые меры по машинному управлению технологическим процессом.

Используя межгосударственный стандарт «надежность в технике», построим диаграмму состояний технологического процесса (рис. 1). Рассмотрим ситуацию, когда технологический процесс может находиться в следующих состояниях:

- 1) исправном (C1);
- 2) неработоспособном (C2);

- 3) поврежденном (C5);
- 4) предотказном (C6).

Работоспособное (C3) и неисправные (C4) состояния объединяют другие состояния по общему признаку – по работоспособности и неисправности, соответственно. Нахождение технологического процесса в исправном состоянии (C1) означает, что качество производимой продукции соответствует требованиям. Переход технологического процесса в неработоспособное состояние (C2) – неисправимый производственный брак продукции. Нахождение технологического процесса в поврежденном (C5) (или предотказном (C6)) состоянии характеризуется повышенным риском отказа с последующим переходом технологического процесса в неработоспособное состояние (C2).

Следовательно, если технологический процесс находится в поврежденном (C5) (или предотказном (C6)) состоянии, то человек-оператор вместе с автоматизированной системой управления технологическим процессом должен выполнить управленческие действия, целью которых является перевод технологического процесса в исправное состояние (C1). Для определения состояния технологического процесса полимеризации бутадиена можно проводить анализ отклонений температуры в реакторе от оптимального температурного профиля.

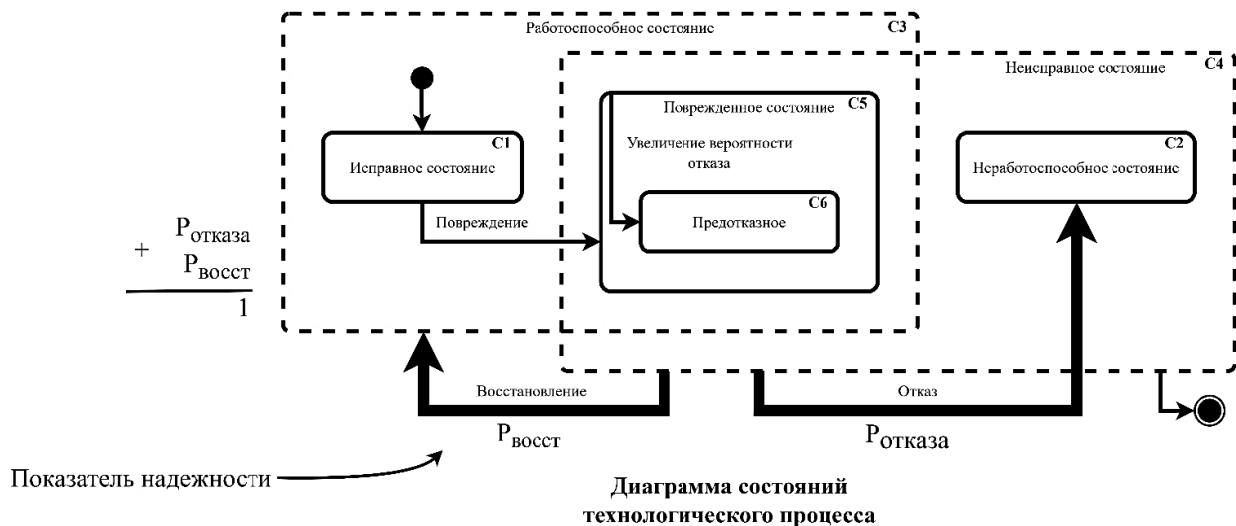


Рис. 1. Диаграмма состояний технологического процесса

Результаты и обсуждение

Модель процесса полимеризации представим двумя уравнениями – материального (1) и теплового баланса (2). Механизмы роста полимерных цепей подчиняются закону Аррениуса, поэтому в формуле (1) учитывается зависи-

мость скорости изменения концентрации бутадиенового каучука от энергии инициирования активных центров $E(t)$ и температуры в реакторе $T(t)$. В рубашке охлаждения реактора циркулирует хладагент с объемной скоростью G_h . Теплота диссипации пренебрежительно мала. Передачу теплоты окружающей среде учи-

тывать не будем. В уравнении (2) теплота, которая выделяется в процессе полимеризации, вызывает нагрев реакционной смеси, котла для полимеризации и хладагента.

$$\frac{\partial C_b(t)}{\partial t} = \frac{1}{\tau(t)} \cdot (C_b(t) - C_a(t)) - k \cdot e^{\frac{-E(t)}{R \cdot T(t)}} \cdot C_b(t), \quad (1)$$

$$\frac{\partial Q_{\text{полим.}}}{\partial t} = \frac{\partial Q_{\text{нагрев.хлад.}}}{\partial t} + \frac{\partial Q_{\text{нагрев.смеси.}}}{\partial t} + \frac{\partial Q_{\text{нагрев.полимеризатора.}}}{\partial t}, \quad (2)$$

где $C_a(t)$, $C_b(t)$ – концентрация бутадиена и бутадиенового каучука в реакторе, $\frac{\text{моль}}{\text{м}^3}$;

k – постоянная Больцмана, $\frac{\text{Дж}}{\text{К}}$;

$E(t)$ – энергия инициирования активных центров, Дж;

$\tau(t)$ – среднее время превращения бутадиена в бутадиеновый каучук, сек;

R – универсальная газовая постоянная, $\frac{\text{Дж}}{\text{моль} \cdot \text{К}}$;

$T(t)$ – температура в реакторе, К;

$Q_{\text{полим.}}$ – тепловой эффект реакции, Дж;

$Q_{\text{нагрев.хлад.}}$, $Q_{\text{нагрев.смеси.}}$, $Q_{\text{нагрев.полимериз.}}$ – теплота, расходуемая на нагрев хладагента, нагрев смеси и нагрев полимеризатора (котла для полимеризации), Дж.

Распишем слагаемые уравнения (2):

$$\frac{\partial Q_{\text{полим.}}}{\partial t} = K_{te} \cdot \frac{\partial m_b}{\partial t}, \quad (3)$$

$$\frac{\partial Q_{\text{нагрев.хладагента.}}}{\partial t} = G_h \cdot c_h \cdot (T_{\text{хл.вых}}(t) - T_{\text{хл.вх}}(t)), \quad (4)$$

$$\frac{\partial Q_{\text{нагрев.смеси.}}}{\partial t} = c_{\text{реак.смеси.}} \cdot (m_a + m_b) \cdot \frac{\partial T}{\partial t}, \quad (5)$$

$$\frac{\partial Q_{\text{нагрев.полимеризатора.}}}{\partial t} = c_m m_m \cdot \frac{\partial T}{\partial t}, \quad (6)$$

где K_{te} – коэффициент тепловыделения при полимеризации стирола, $\frac{\text{Дж}}{\text{кг}}$;

G_h – объемная скорость циркуляции хладагента, $\frac{\text{м}^3}{\text{с}}$;

c_h – теплоемкость хладагента, $\frac{\text{Дж}}{\text{кг} \cdot ^\circ\text{К}}$;

$T_{\text{хл.вх}}(t)$, $T_{\text{хл.вых}}(t)$ – температура хладагента на входе в полимеризатор и на выходе из него, $^\circ\text{К}$;

$c_{\text{реак.смеси.}}$ – теплоемкость реакционной смеси, $\frac{\text{Дж}}{\text{кг} \cdot ^\circ\text{К}}$;

m_a , m_b – массы бутадиена и бутадиенового каучука;

c_m – теплоемкость полимеризатора, $\frac{\text{Дж}}{\text{кг} \cdot ^\circ\text{К}}$;

m_m – масса полимеризатора, кг.

Приведенный набор уравнений может быть использован для моделирования полимеризации бутадиена с учетом загрязненности бутадиена $\tau(t)$ и загрязненности катализатора (влияет на $E(t)$).

Заключение

Построена система поддержки принятия решений (СППР), которая управляет доступом человека-оператора к работе с технологическим процессом полимеризации бутадиена. СППР выполняет непрерывное наблюдение за изменением как состояния технологического процесса, так и человека-оператора.

В результате построения диаграммы состояния технологического процесса определен показатель её надежности (рис. 1). Событие необходимости изменения количества катализатора в реакторе соотнесено с переходом технологического процесса в предотказное состояние, а событие возникновения неисправимого производственного брака – с переходом технологического процесса в неработоспособное состояние.

Разработанная СППР выдает человеку-оператору доступ к работе с технологическим процессом, если продуктивность обработки информации человека-оператора достаточна для управления технологическим процессом.

Такой механизм работы СППР позволяет повышать показатели качества выпускаемой продукции и ведет к улучшению финансовых и др. показателей промышленных предприятий. Кроме того, более оптимально использовать человеческий ресурс за счет снижения нагрузки на операторов-технологов.

Литература

1. Синтез низкомолекулярных полимеров бутадиена с использованием катионных каталитических систем на основе диэтилалюминийхлорида / В.А. Розенцвет [и др.] // Кинетика и катализ. 2023. Т. 64. № 1. С. 65-77.
2. Величковский Б.Б. Инженерно-психологические проблемы проектирования интерфейсов управления беспилотными летательными аппаратами // Национальный психологический журнал. 2020. № 1 (37). С. 31-39.
3. Фугелова Т.А. Инженерная психология: учебное пособие для вузов. 2-е изд. М.: Изд-во Юрайт, 2023. 316 с.
4. Тихомиров С.Г., Хаустов И.А., Романов Р.А. Оценка средней молекулярной массы и глубины деструкции в процессах синтеза полимеров в растворе // Вестник Тамбовского государственного технического университета. 2023. Т. 29. № 4. С. 554-561.

5. Гиззатова Э.Р., Хисаметдинова Г.К., Подвальный С.Л. Моделирование растворной полимеризации диенов в условиях полицентровости каталитических систем Циглера-Натта // Вестник Башкирского университета. 2024. Т. 29. № 3. С. 154-162.

6. Влияние водорода и температуры полимеризации пропилена на кинетическую неоднородность титан-магниевого катализатора / Г. В. Мануйко [и др.] // Вестник технологического университета. 2019. Т. 22. № 8. С. 61-66.

7. Влияние температур полимеризации бутадиена и экспозиции катализатора на полиуентровость титановой каталитической системы / И.Р. Миргалиева [и др.] // Химия и химическая технология. 2010. Т. 53. № 11. С. 66-69.

8. Влияние температуры на полимеризацию бутадиена в присутствии «неодимовой» каталитической сис-

темы, свойства полибутадиенов и резиновых смесей на их основе / Е.В. Харламова [и др.] // Вестник науки Сибири. 2014. № 2 (12). С. 1-5.

9. Туровский Я.А., Суровцев А.С. Прогнозирование функционального состояния человека-оператора для повышения надежности эргатических систем // Управление развитием крупномасштабных систем MLSD 2023: тр. 16 междунар. конф. М., 2023. С. 1577-1581.

10. Туровский Я.А., Авинцов И.А., Суровцев А.С. Оценка возможностей линейных регрессионных моделей в задачах прогноза вариабельности сердечного ритма // Управление развитием крупномасштабных систем MLSD 2019: материалы 12 междунар. конф., М., 2019. С. 463-465.

Поступила 13.11.2024; принята к публикации 10.03.2025

Информация об авторах

Авинцов Игорь Алексеевич – д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой автоматизированных систем управления процессами и производствами, Воронежский государственный университет инженерных технологий (394036, Россия, г. Воронеж, пр-т Революции, д. 19), e-mail: igor.awtzinov@yandex.ru

Суровцев Александр Сергеевич – аспирант кафедры информационных и управляющих систем, Воронежский государственный университет инженерных технологий (394036, Россия, г. Воронеж, пр-т Революции, д. 19), e-mail: alexandr_surovtsev@mail.ru

Туровский Ярослав Александрович – д-р техн. наук, профессор кафедры цифровых технологий, Воронежский государственный университет (394018, Россия, г. Воронеж, Университетская пл., 1); ведущий научный сотрудник, Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН (117997, Россия, г. Москва, ул. Профсоюзная, д. 65), e-mail: yaroslav_turovsk@mail.ru

CONTROL OF HUMAN OPERATOR'S ACCESS TO WORK WITH TECHNOLOGICAL PROCESS BASED ON THE EXAMPLE OF BUTADIENE POLYMERIZATION

I.A. Avtsinov¹, A.S. Surovtsev¹, Ya.A. Turovskiy^{2,3}

¹Voronezh State University of Engineering Technologies, Voronezh, Russia

²Voronezh State University, Voronezh, Russia

³V.A. Trapeznikov Institute of Control Science of RAS, Moscow, Russia

Abstract: we considered a problem of manufacturing defects occurrence at an industrial enterprise synthesizing butadiene rubber. To reduce the probability of manufacturing defects we proposed a decision support system (DSS). The purpose of DSS is to control the access of a human-operator to work with the technological process. The human-operator is required to control the catalyst amount changes in the butadiene polymerization reactor. DSS monitors the human-operator functional state changes and the technological process state changes. Monitoring changes in the functional state of the human-operator is necessary to estimate its information processing productivity. Access to controlling the technological process can't be granted to the human-operator if its level of information processing productivity is insufficient to control the technological process. The state of the technological process is determined by analyzing the temperature deviation from the optimal profile in the butadiene polymerization reactor. We introduced an indicator of the reliability of the technological process. It is the probability of the transition of the technological process from the pre-failure to the state of normal operation. The pre-failure state is characterized by an increased risk of manufacturing defects. The transition of the technological process to the pre-failure state occurs due to the pollution in butadiene and the toxins in the catalyst. DSS monitors the temperature deviation from the optimal temperature profile to determine whether it is necessary to involve a human-operator to control the technological process. We developed a mathematical model of butadiene polymerization which takes into account the pollution of butadiene and the toxins in the catalyst

Key words: management, human operator, quality indicators, butadiene polymerization technological process

Acknowledgment: the study was supported by the Russian Science Foundation grant No. 23-19-00664

References

1. Rozentsvet V.A. et al. "Synthesis of low molecular weight butadiene polymers using cationic catalytic systems based on diethylaluminium chloride", *Kinetics and Catalysis (Kinetika i kataliz)*, 2023, vol. 64, no. 1, pp. 65-77.
2. Velichkovskiy B.B. "Engineering and psychological problems of designing control interfaces for unmanned aerial vehicles", *National Psychological Journal (Natsional'nyy psikhologicheskiy zhurnal)*, 2020, no. 1 (37), pp. 31-39.
3. Fugelova T.A. "Engineering psychology" ("Inzhenernaya psikhologiya"), textbook, Moscow: Yurayt, 2023, 316 p.
4. Tikhomirov S.G., Khaustov I.A., Romanov R.A. "Assessment of the average molecular weight and depth of destruction in the processes of polymer synthesis in solution", *Bulletin of Tambov State Technical University (Vestnik Tambovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 29, no. 4, pp. 554-561.
5. Gizzatova E.R., Khisametdinova G.K., Podvalnyy S.L. "Modeling of soluble polymerization of dienes under conditions of polycentracy of Ziegler-Natt catalytic systems", *Bulletin of Bashkir University (Vestnik Bashkirskogo universiteta)*, 2024, vol. 29, no. 3, pp. 154-162.
6. Manuyko G.V. et al. "Influence of hydrogen and the temperature of propylene polymerization on the kinetic heterogeneity of the titanium-magnesium catalyst", *Bulletin of Technological University (Vestnik tekhnologicheskogo universiteta)*, 2019, vol. 22, no. 8, pp. 61-66.
7. Mirgalieva I.R. et al. "Influence of butadiene polymerization temperatures and catalyst exposure on the polyuenitry of a titanium catalytic system", *Chemistry and Chemical Technology (Khimiya i khimicheskaya tekhnologiya)*, 2010, vol. 53, no. 11, pp. 66-69.
8. Kharlamova E.V. "Influence of temperature on polymerization of butadiene in the presence of a "neodymium" catalytic system, properties of polybutadiens and rubber mixtures on their basis", *Bulletin of Siberian Science (Vestnik nauki Sibiri)*, 2014, no. 2 (12), pp. 1-5.
9. Turovskiy Ya.A., Surovtsev A.S. "Forecasting the functional state of a human operator to increase the reliability of ergatic systems", *Procs.of the 16th Int. Conf.: Managing the Development of Large-Scale MLSD 2023 Systems (Upravlenie razvitiem krupnomasshtabnykh system MLSD 2023)*, September 26-28, 2023, Moscow, pp. 1577-1581.
10. Turovskiy Ya.A., Surovtsev A.S., Avtsinov I.A. "Assessment of the capabilities of linear regression models in the tasks of predicting heart rate variability", *Procs.of the 16th Int. Conf.: Managing the Development of Large-Scale MLSD 2019 Systems (Upravlenie razvitiem krupnomasshtabnykh system MLSD 2019)*, October 1-3, 2019, Moscow, pp. 463-465.

Submitted 13.11.2024; revised 10.03.2025

Information about the authors

Igor' A. Avtsinov, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State University of Engineering Technologies (19, Revolyutsii prospekt, Voronezh 394036, Russia), e-mail: igor.awtzinov@yandex.ru

Aleksandr S. Surovtsev, graduate student, Voronezh State University of Engineering Technologies (19, Revolyutsii prospekt, Voronezh 394036, Russia), e-mail: alexandr_surovtsev@mail.ru

Yaroslav A. Turovskiy, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State University (1 Universitetskaya sq., Voronezh 394018, Russia), Leading engineer, V.A. Trapeznikov Institute of Control Science of RAS (65 Profsouznaya st., Moscow 117997, Russia), e-mail: yaroslav_turovsk@mail.ru

ЦИФРОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СТОХАСТИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА НА ОСНОВЕ НЕПРЕРЫВНЫХ ДРОБЕЙ

С.Г. Гутова, М.А. Новосельцева, Е.С. Копылова, М.Р. Прошкина

Кемеровский государственный университет, г. Кемерово, Россия

Аннотация: описан принцип цифрового моделирования линейного динамического объекта при наличии аддитивных помех на его входе. Рассмотрен динамический объект в форме апериодического звена второго порядка. Для цифрового моделирования был использован метод структурно-параметрической идентификации на основе непрерывных дробей. Однако наличие шумов на входе и выходе объекта не дает удовлетворительных результатов цифрового моделирования. В целях изучения влияния стохастической составляющей на точность моделирования с помощью данного метода была предварительно использована фильтрация вход-выходных сигналов методом скользящего среднего и медианным фильтром. В результате был сделан вывод, что фильтрация сигналов данными методами не приводит к цифровому моделированию динамического объекта с требуемой точностью модели даже при приемлемой ошибке фильтрации. Далее предлагается модификация для стохастических объектов примененного ранее метода, где от реализаций самих входных и выходных сигналов осуществлен переход к их автокорреляционной и взаимной корреляционной функциям. Основой метода является расчет матрицы-идентификатора на основе цифровых отсчетов корреляционных функций вход-выходных сигналов. Предложенный метод позволяет построить цифровую модель выходного сигнала объекта, достигая удовлетворительной точности моделирования. Данная модель в дальнейшем может использоваться для построения систем автоматического регулирования динамическим объектом при наличии шумов

Ключевые слова: структурно-параметрическая идентификация, матрица-идентификатор, непрерывная дробь, апериодическое звено второго порядка, медианный фильтр, скользящее среднее, корреляционная функция

Введение

Построение цифровой модели технологического объекта требуется для включения данной модели в замкнутую систему автоматического регулирования с целью проверки реакции объекта на предполагаемое управляющее воздействие. В классическом варианте цифровое моделирование основано на замене производной в дифференциальном уравнении, описывающем линейный динамический объект, на конечные разности, либо на замене переменной s преобразования Лапласа на переменную z преобразования с помощью прямых, обратных разностей Эйлера, билинейного преобразования, по принципу согласованного Z -преобразования [1-6]. Однако, наличие помех, обусловленных различного рода флуктуациями, не позволяет использовать данные методы цифрового моделирования. Действие помех зависит от множества причин и, как правило, носит случайный характер. Представление случайного сигнала в виде формулы, включение которой в модель позволило бы учесть его стохастические свойства, было предложено в конце сороковых годов В. С. Пугачевым. Суть теории канонических разложений Пугачева в

том, что любой стохастический сигнал можно разложить в сумму элементарных случайных функций со случайными коэффициентами, подверженными определенному распределению. Эта теория нашла применение при решении задачи об определении математического ожидания числа выбросов на данном интервале времени и о построении оптимальных линейных и нелинейных фильтров [7, 8]. Сегодня решение задачи цифрового моделирования стохастических объектов продолжает оставаться актуальным, так как создание цифровой модели, точно восстанавливающей непрерывные характеристики объекта, открывает новые пути построения автоматизированных систем регулирования, учитывающих действующие на объект помехи и компенсирующей их влияние.

Применение метода структурно-параметрической идентификации для построения цифровой модели объекта

Пусть имеется линейный динамический объект, на вход которого подается воздействие, представляющее собой смесь полезного сигнала и шума. Необходимо получить цифровую модель выходного сигнала данного объекта. Как уже говорилось ранее, классические методы цифрового моделирования не работоспособны для стохастических сигналов, по-

этому рассмотрим применение метода структурно-параметрической (SP-) идентификации [9] для построения цифровой модели такого выходного сигнала.

Приведем алгоритм метода SP-идентификации. С шагом дискретизации Δ измерим значения входного сигнала $x(k\Delta)$ и выходного сигнала $y(k\Delta)$. Значения входного и выходного сигнала поместим в (-1)-ю и 0-ю строки матрицы-идентификатора:

	0-й	1-й	2-й	3-й	...
(-1)-я	x_0	x_1	x_2	x_3	...
0-я	y_0	y_1	y_2	y_3	...
1-я	α_{10}	α_{11}	α_{12}	α_{13}	...
2-я	α_{20}	α_{21}	α_{22}	α_{23}	...
...	...	...	...	...	...
m-я	α_{m0}	α_{m1}	α_{m2}	α_{m3}	...
	0	0	0	0	...

Элементы матрицы в строках $k = 1, 2, \dots$ найдем по формуле

$$\alpha_{kn} = \frac{\alpha_{k-2,n+1}}{\alpha_{k-2,0}} - \frac{\alpha_{k-1,n+1}}{\alpha_{k-1,0}}. \quad (1)$$

Продолжим расчет элементов матрицы, пока не получим строку с равными (или близкими с расчетной точностью) нулю элементами. Номер этой строки определяет порядок дискретной передаточной функции (ДПФ) объекта [9]. Используя элементы столбца №0 построенной матрицы, получим непрерывную дробь [9]

$$G(z) = \frac{y_0 / x_0}{1 + \frac{\alpha_{10} z^{-1}}{1 + \frac{\dots}{1 + \alpha_{m0} z^{-1}}}}. \quad (2)$$

Далее из (2) получим дробно-рационального выражения ДПФ объекта, применив BR-алгоритм [9] сворачивания непрерывных дробей.

Проверить эквивалентность полученной цифровой и непрерывной моделей объекта [9] можно, используя сравнение характеристических точек (полюсов и нулей) ДПФ с характеристическими точками непрерывной передаточной функции (НПФ). Используя формулу перехода

$$s = \frac{1}{\Delta} \ln|z|. \quad (3)$$

осуществим восстановление характеристических точек НПФ из характеристических точек ДПФ. Если восстановленные по формуле (3)

характеристические точки совпадают с исходными характеристическими точками НПФ с заданной точностью, цифровую модель считаем удовлетворительной. В дальнейшем полученную модель можно использовать для построения систем автоматического регулирования технологического объекта.

Применим описанный метод для построения цифровой модели апериодического звена второго порядка, непрерывная передаточная функция (НПФ) которого имеет вид:

$$G(s) = \frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}. \quad (4)$$

Подадим на вход единичное ступенчатое воздействие:

$$x(t) = 1(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1, & t \geq 0 \end{cases}.$$

В таком случае выходной сигнал объекта будет его переходной характеристикой и согласно обратному преобразованию Лапласа [9] примет вид:

$$h(t) = K \left(1 + C_1 e^{-\frac{t}{T_1}} - C_2 e^{-\frac{t}{T_2}} \right), \quad (5)$$

где

$$C_1 = \frac{T_1}{T_2 - T_1}, \quad C_2 = \frac{T_2}{T_2 - T_1}.$$

Положим значения постоянных равными следующим значениям: $K = 1$, $T_1 = 1$, $T_2 = 4$.

Тогда полюсы НПФ будут равны $s_1 = -1$, $s_2 = -0,25$. С шагом дискретизации $\Delta = 1$ рассчитаем значение переходной характеристики (5) и поместим полученные значения в строку №0 матрицы-идентификатора. В строку №(-1) поместим значения входного сигнала:

	0	1	2	3	4
-1	1	1	1	1	1
0	0,0842	0,2364	0,3868	0,5156	0,6202
1	-1,8068	-3,5921	-5,1217	-6,3640	-7,3504
2	0,8187	1,7575	2,5994	3,2958	3,8532
3	-0,1586	-0,3404	-0,5035	-0,6384	-0,7463
4	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000

По элементам столбца №0, используя не равные нулю элементы, построим непрерывную дробь вида (2):

$$G(z) = \frac{0,084225z^{-1}}{1 - \frac{1,806803z^{-1}}{1 + \frac{0,818693z^{-1}}{1 - 0,158570z^{-1}}}}$$

Из непрерывной дроби получим дробно-рациональное выражение для дискретной передаточной функции (ДПФ) данного объекта (4):

$$G(z) = \frac{0,084225z^{-1} + 0,055599z^{-2}}{1 - 1,146680z^{-1} + 0,286505z^{-2}}. \quad (6)$$

Для проверки качества модели определим характеристические точки подученной ДПФ (6), приравняв к нулю числитель и знаменатель ДПФ. Полученный нуль $z^0 = -0,660123$ является

отрицательным, и по формуле (3) в S -плоскость не переводится [7]. Полюса ДПФ равны: $z_1 = 0,367879$ и $z_2 = 0,778801$. При переводе в S -плоскость по формуле (3) получим восстановленные полюса НПФ $s_1^n = -1$ и $s_2^n = -0,25$, что совпадает с истинными значениями полюсов (4). Точность моделирования 10^{-12} .

Оценим работоспособность описанного метода для случая зашумленных входных сигналов объекта, а также проведем сравнительный анализ результатов цифрового моделирования.

Цифровые отсчеты зашумленного входного сигнала $x(k\Delta) = 1(k\Delta) + n(k\Delta)$ приведены на рис. 1. На рис. 2 изображен график цифровых отсчетов выходного сигнала $y(k\Delta)$ с объекта (4).

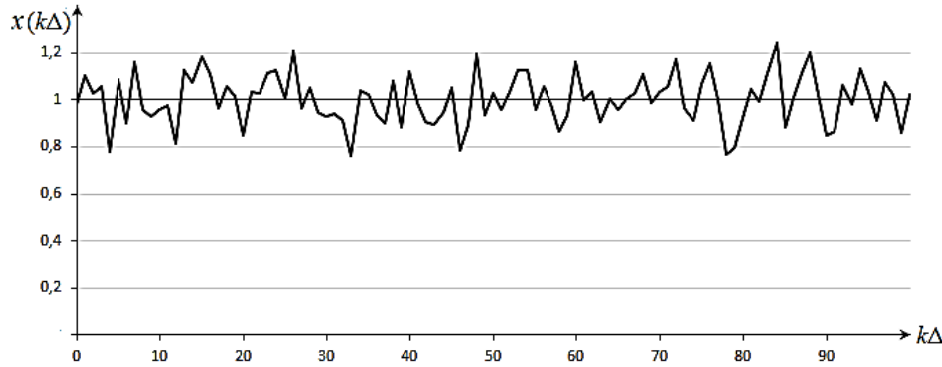


Рис. 1. Реализация входного сигнала $x(k\Delta)$

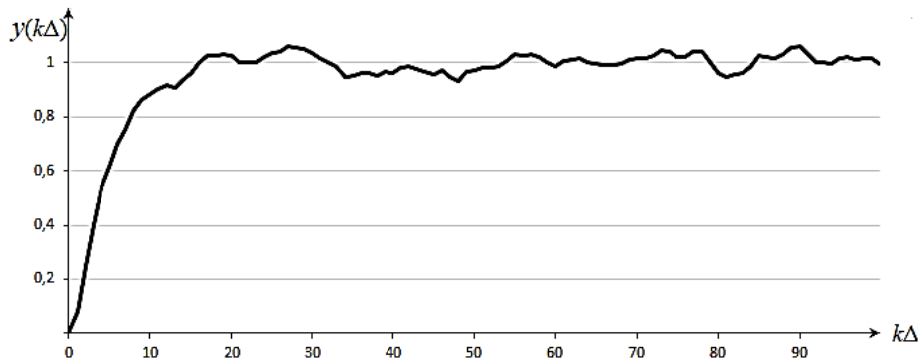


Рис. 2. Реализация выходного сигнала $y(k\Delta)$

Применим метод SP -идентификации для полученных сигналов. Матрица-идентификатор примет вид:

	0	1	2	3	4
-1	0,9836	1,1028	1,0262	1,0586	0,7819
0	0,0820	0,2479	0,4042	0,5403	0,6137
1	-1,9030	-3,8873	-5,5147	-6,6913	-7,4400
2	0,9813	2,0325	3,0745	3,5764	4,1938
3	-0,0290	-0,2352	-0,1283	-0,3640	-0,2596
4	-6,1788	-1,3666	-9,1258	-4,8327	-11,5813

В этой матрице строка №4 не является нулевой. Возникает вопрос о длине строящейся непрерывной дроби. В работе [10] предложены различные подходы определения порядка полиномов числителя и знаменателя ДПФ объекта с помощью матрицы-идентификатора. Это может быть существенное изменение абсолютной величины значений «предполагаемой» нулевой строки. Кроме того, признаком остановки расчетов может быть строка, элементы которой меняют знаки от столбца к

столбцу, причем до этого элементы строк имели одинаковый знак. Также в работе [10] приводится алгоритм определения нулевой строки путем последовательного приближения непрерывной дроби подходящими дробями.

Воспользуемся тем фактом, что, используя только 5 первых элементов столбца №0 матрицы-идентификатора, мы получаем ДПФ с тем же количеством характеристических точек. В данном случае ДПФ объекта примет вид:

$$G(z) = \frac{0,083345z^{-1} + 0,079409z^{-2}}{1 - 0,950122z^{-1} + 0,054238z^{-2}}. \quad (7)$$

Характеристические точки у ДПФ (7) следующие: отрицательный нуль, равный $z_0^{\text{н}} = 0,952773$; полюса $z_1^{\text{п}} = 0,061002$ и $z_2^{\text{п}} = 0,889119$. Как уже говорилось ранее, отрицательный нуль в S -плоскость не переводится [9]. При использовании формулы (3) получаем значения полюсов: $s_1^{\text{п}} = -2,796843$ и $s_2^{\text{п}} = -0,1175238$. Точность моделирования определяем по абсолютной величине разности между восстановленными нулями и полюсами модели и

реальным их значениями. Здесь не используется относительная ошибка, так как значения полюсов может оказаться равным или близким к 0. Сравнивая восстановленные значения полюсов НПФ с реальными значениями, получаем ошибку моделирования приблизительно равную 1,8. Откуда можно сделать вывод, что метод SP -идентификации в его классическом варианте не подходит для стохастических объектов.

Осуществим фильтрацию входного и выходного сигналов с тем, чтобы воспользоваться данным методом SP -идентификации. Применим известные фильтры скользящего среднего и медианный фильтр. Ошибку фильтрации найдем по формуле

$$R = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |\tilde{y}_k - y_k|.$$

здесь y_k – зашумленный сигнал, $\tilde{y}_k$ – результат фильтрации в k -ый момент времени. Результаты фильтрации и цифрового моделирования приведены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты моделирования после фильтрации сигналов

Тип фильтрации	Ошибка фильтрации входного сигнала	Ошибка фильтрации входного сигнала	Значение полюса s_1	Значение полюса s_2	Абсолютная ошибка моделирования
Скользящего среднего	$R_x = 0,009$	$R_y = 0,004$	$s_1^{\text{п}} = -167,2196$	$s_2^{\text{п}} = -12,9916$	$\varepsilon > 160$
Медианный фильтр	$R_x = 0,012$	$R_y = 0,005$	$s_1^{\text{п}} = -128,7097$	$s_2^{\text{п}} = -13,3945$	$\varepsilon > 120$

Следовательно, фильтрация с помощью фильтра скользящего среднего и медианного фильтра, не приводит к удовлетворительным результатам.

Применение метода SP -идентификации стохастических объектов для цифрового моделирования

Известно, что автокорреляционная функция стохастического входного сигнала связана с взаимной корреляционной функцией входного и выходного сигнала уравнением Винера-Хопфа [11]:

$$R_{xy}(t) = \int_0^{\infty} g(\tau) R_{xx}(t - \tau) d\tau. \quad (8)$$

где $g(\tau) = L^{-1}(G(s))$ – импульсная характеристика объекта. Здесь L – символ дискретного преобразования Лапласа [9]. При переходе (8) в S -плоскость, плоскость переменной преобразования Лапласа, получим

$$R_{xy}(s) = G(s) R_{xx}(s), \quad (9)$$

где $R_{xx}(s)$ – изображение по Лапласу автокорреляционной функции входного сигнала,

$R_{xy}(s)$ – взаимной корреляционной функции.

Выразим из (9) НПФ $G(s)$ в виде отношения полиномов от переменной s – преобразования Лапласа:

$$G(s) = \frac{R_{xy}(s)}{R_{xx}(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_0}. \quad (10)$$

Оценивая несобственные интегралы $R_{xx}(s)$ и $R_{xy}(s)$ в (10) интегральными суммами, запишем ДПФ стохастического объекта:

$$G(z) = \frac{R_{xy}(z)}{R_{xx}(z)} = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} R_{xy}(n\Delta) z^{-n}}{\sum_{n=0}^{\infty} R_{xx}(n\Delta) z^{-n}}, \quad (11)$$

где $R_{xx}(z)$, $R_{xy}(z)$ – Z -преобразования корреляционных функций [9].

Согласно [12], ДПФ можно представить и в другом виде

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\Delta \sum_{n=0}^{\infty} y(n\Delta) z^{-n}}{\Delta \sum_{n=0}^{\infty} x(n\Delta) z^{-n}}, \quad (12)$$

где $X(z)$, $Y(z)$ – Z-преобразование стохастических входного и выходного сигналов.

Таким образом, для получения цифровой модели стохастического объекта воспользуемся двухмодельным подходом к определению ДПФ:

$$G(z) = \frac{R_{xy}(z)}{R_{xx}(z)} = \frac{Y(z)}{X(z)}. \quad (13)$$

Далее переходим к заполнению матрицы-идентификатора. Поместим значения автокорреляционной функции $R_{xx}(k\Delta)$ входного сигнала в (-1)-ю строку, значения взаимной корреляционной функции входного и выходного сигналов $R_{xy}(k\Delta)$ – в 0-ю строку [12]:

	0-й	1-й	2-й	...
(-1)-я	$R_{xx}(0)$	$R_{xx}(k\Delta)$	$R_{xx}(2k\Delta)$	...
0-я	$R_{xy}(0)$	$R_{xy}(k\Delta)$	$R_{xy}(2k\Delta)$	...
1-я	α_{10}	α_{11}	α_{12}	...
2-я	α_{20}	α_{21}	α_{22}	...
...	...	...	...	...
m-я	α_{m0}	α_{m1}	α_{m2}	...
	0	0	0	...

Для строк матрицы с номерами $k = 1, 2, \dots$ используется та же формула (1), которая применялась в алгоритме SP-идентификации для моделирования детерминированных объектов. Элементы столбца №0 матрицы (14) позволяют получить ДПФ стохастического объекта:

$$G(z) = \frac{R_{xy}(0)/R_{xx}(0)}{1 + \frac{\alpha_1(0)z^{-1}}{1 + \frac{\alpha_2(0)z^{-1}}{1 + \dots}}}, \quad (15)$$

сворачивая которую можно прийти к цифровым математическим моделям вида (11) и (12), но при этом полиномы числителя и знаменателя будут иметь конечный порядок.

Применим для построения цифровой модели зашумленного выходного сигнала данный метод.

Автокорреляционную функцию входного сигнала $x(t) = 1(t) + n(t)$ найдем по формуле [12]:

$$R_{xx}(t) = M \left[\left(1(\tau) + n(\tau) - M(1(\tau) + n(\tau)) \right) \times \right. \\ \left. \times \left(1(\tau+t) + n(\tau+t) - M(1(\tau+t) + n(\tau+t)) \right) \right].$$

Найдем математическое ожидание стационарного сигнала $1(t)$ [7]:

$$M(1(t)) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T 1(t) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} t \Big|_0^T = \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \cdot T = 1.$$

Тогда

$$R_{xx}(t) = M \left[\left(1 - M(1) + n(\tau) - M(n(\tau)) \right) \times \right. \\ \left. \times \left(1 - M(1) + n(\tau+t) - M(n(\tau+t)) \right) \right] = \\ = M \left[\left(n(\tau) - 0 \right) \cdot \left(n(\tau+t) - 0 \right) \right] = \\ = M \left[n(\tau) n(\tau+t) \right] = R_{nn}(t) = \sigma^2 \delta(t). \quad (16)$$

Преобразование Лапласа автокорреляционной функции $R_{xx}(s) = \sigma^2$.

Из (8) и (4) получим выражение для взаимной корреляционной функции $R_{xy}(s)$:

$$R_{xy}(s) = G(s) \cdot R_{xx}(s) = \frac{K\sigma^2}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}. \quad (17)$$

Переведем выражение (17) во временную область:

$$R_{xy}(t) = L^{-1}(R_{xy}(s)) \frac{K\sigma^2}{T_1 - T_2} \cdot \left(e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}} \right). \quad (18)$$

Поместим отсчеты корреляционных функций (17) и (18), сделанных с шагом $\Delta = 1$, в матрицу-идентификатор (14) в строки №(-1) и №0:

	0	1	2	3	4
-1	0,01	0	0	0	0
0	0,0014	0,0016	0,0014	0,0012	0,0009
1	-1,1467	-1,0284	-0,8507	-0,6809	-0,5370
2	0,2499	0,2866	0,2569	0,2126	0,1701
3	-0,2499	-0,2866	-0,2569	-0,2126	-0,1701
4	0,0000	0,0000	0,0000	0,000000	0,0000

По элементам столбца №0 получим ДПФ стохастического объекта:

$$G(z) = \frac{0,136974z^{-1}}{1 - 1,146680z^{-1} + 0,286505z^{-2}}.$$

Ошибка восстановления полюсов НПФ не превышает 10^{-15} . По данной ДПФ согласно (13) можно построить цифровую модель выходного стохастического сигнала $y(k\Delta)$:

$$y[k] = 1,146680y[k-1] - \\ - 0,286505y[k-2] + 0,139974x[k-1]. \quad (19)$$

При подаче на вход (4) произвольной реализации стохастического входного сигнала $x(k\Delta) = 1(k\Delta) + n(k\Delta)$, получим значения выходного сигнала, которые отличаются от ре-

ализации выхода не более, чем на 0,053 по абсолютной величине. Графики одной из реализаций выходного сигнала и рассчитанного по цифровой модели (19) приведены на рис. 3.

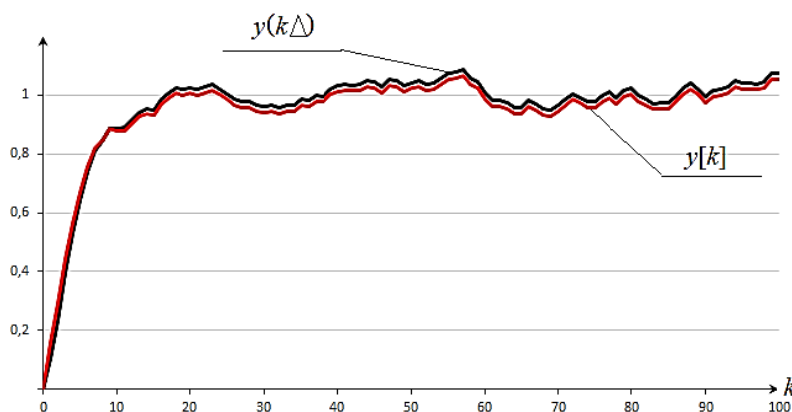


Рис. 3. График реализации выходного сигнала $y(k\Delta)$ и реализации цифровой модели $y[k]$

Заключение

В работе выполнено цифровое моделирование апериодического звена второго порядка при наличии аддитивной шумовой составляющей на его входе. Использование метода структурно-параметрической идентификации на основе теории непрерывных дробей, а также учет при этом стохастичности объекта в форме его корреляционных функций, позволило получить цифровую модель выходного сигнала с достаточной точностью.

Литература

1. Dorf R., Bishop R. Modern Control Systems. Pearson education limited, 2017. 832 p.
2. Григорьева А.Е. Построение дискретной модели динамического звена, описывающего бортовую качку судна // Фундаментальные и прикладные исследования в информатике и цифровизации: мат. симпозиума XVIII (L) Междунар. науч.-практ. конф. «Образование, наука, инновации: вклад молодых исследователей» Кемерово: КемГУ. 2023. Вып. 24. С. 17-20.
3. Гугова С.Г., Новосельцева М.А., Каган Е.С. Сравнительный анализ методов моделирования динамических объектов // Наука и образование: сб. тр. участников XV Междунар. науч. конф. Красноярск, 2023. С. 3-9.

4. Wen J., Gabrys B., Musial K. Toward digital twin-oriented modeling of complex networked systems and their dynamics: a comprehensive survey // Electrical Engineering and Systems Science. Systems and Control. 2022. V. 10. pp. 1-36.
5. De Silva C.W. Modeling of dynamic systems with engineering applications. Boca Raton: CRC Press, 2017. 691 p.
6. Малахов Н.А., Жигулёвцев Ю.Н. Структурно-параметрическое моделирование динамических объектов и систем управления в реальном времени // Современные наукоемкие технологии. 2018. № 12-1. С. 108-114.
7. Пугачев В.С. Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического управления. Гос. изд-во технико-теорет. лит-ры, 1957. 659 с.
8. Пугачев В.С., Синицын И.Н. Стохастические дифференциальные системы. Анализ и фильтрация. Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1990. 642 с.
9. Гугова С.Г., Каган Е.С. Моделирование систем автоматического регулирования: учеб. пособие. Кемерово, 2019. 224 с.
10. Хорошева Т.А. Математическое моделирование и оценка эффективности процесса социальной реабилитации детей «группы риска»: автореферат дис. ... кандидата технических наук: 05.13.18. Новокузнецк. 2009. 19 с.
11. Черных И.В., Васильев А.И. Имитационное моделирование расчета переходной характеристики с помощью интеграла Дюамеля // Инженерный вестник Дона. 2024. № 11(119). С. 184-192.
12. Карташов В.Я., Новосельцева М.А. Идентификация стохастических объектов: учеб. пособие. Кемерово, 2010. 108 с.

Поступила 23.02.2025; принята к публикации 29.04.2025

Информация об авторах

Гугова Светлана Геннадьевна – канд. техн. наук, доцент, Кемеровский государственный университет (650000, Россия, г. Кемерово, ул. Красная, д. 6), e-mail: gsg1967@mail.ru
Новосельцева Марина Александровна – канд. техн. наук, доцент, Кемеровский государственный университет (650000, Россия, г. Кемерово, ул. Красная, д. 6), e-mail: novoseltseva.ma@gmail.com
Копылова Елизавета Сергеевна – студент, Кемеровский государственный университет (650000, Россия, г. Кемерово, ул. Красная, д. 6), e-mail: kopylova.liza1@mail.ru
Прошкина Мария Романовна – студент, Кемеровский государственный университет (650000, Россия, г. Кемерово, ул. Красная, д. 6), e-mail: marproshkina16@yandex.ru

DIGITAL MODELING OF A STOCHASTIC OBJECT BASED ON CONTINUED FRACTIONS

S.G. Gutova, M.A. Novosel'tseva, E.S. Kopylova, M.R. Proshkina

Kemerovo State University, Kemerovo, Russia

Abstract: the article formulates digital modeling of a dynamic object as the task of finding algorithms that allow obtaining digital implementations of their output processes based on the given continuous characteristics of objects. The use of methods for forming digital models of an object that are adequate to reference continuous analogues is an urgent task. The article describes the principle of digital modeling of a linear dynamic object in the presence of additive interference at its input. We considered a dynamic object in the form of an aperiodic link of the second order. We used the method of structural-parametric identification based on continued fractions for digital modeling. However, the presence of noise at the input and output of the object does not provide satisfactory results of digital modeling. In order to study the effect of the stochastic component on the accuracy of modeling using this method, input-output filtering using the moving average method and the median filter was previously used. As a result, we concluded that filtering signals using these methods does not lead to digital modeling of a dynamic object with the required model accuracy, even with an acceptable filtering error. After that, we proposed a method of structural-parametric identification for stochastic objects, based on the representation of a continuous transfer function in the form of the ratio of the Laplace images of the mutual correlation function of the input and output signals to the Laplace image of the autocorrelation function of the input signal. The basis of the method is the calculation of the identifier matrix based on digital samples of the correlation functions of the input and output signals. The proposed method makes it possible to build a digital model of the object's output signal, achieving satisfactory modeling accuracy. This model can later be used to build automatic control systems for a dynamic object in the presence of noise

Key words: structural-parametric identification, identifier matrix, continuous fraction, second-order aperiodic link, median filter, moving average, correlation function

References

1. Smith D.M. "Mathematical and digital modeling for engineers and researchers", Moscow: Mashinostroenie, 1980, 271 p.
2. Grigor'eva A.E. "Construction of a discrete dynamic link model describing the ship's on-board pitching", *Proc. of the Symposium of the XVIII (L) Int. Sci. and Practical Conf. "Education, Science, Innovation: contribution of young researchers" Fundamental and Applied Research in Computer Science and Digitalization*, Kemerovo: KemGU, 2023, issue 24, pp. 17-20.
3. Gutova S.G., Novosel'tseva M.A., Kagan E.S. "Comparative analysis of methods for modeling dynamic objects", *Proc. of the XV International Scientific Conference: Science and Education*, Krasnoyarsk, 2023, pp. 3-9.
4. Wen J., Gabrys B., Musial K. "Toward digital twin-oriented modeling of complex networked systems and their dynamics: a comprehensive survey", *Electrical Engineering and Systems Science. Systems and Control*, 2022, vol. 10, pp. 1-36.
5. De Silva C.W. "Modeling of dynamic systems with engineering applications", Boca Raton: CRC Press, 2017, 691 p.
6. Malakhov N.A., Zhigulevtsev Yu.N. "Structural-parametric modeling of dynamic objects and control systems in real time", *Modern Science-Intensive Technologies (Sovremennye naukoymekie tekhnologii)*, 2018, no. 12-1, pp. 108-114.
7. Pugachev V.S. "Theory of random functions and its application to automatic control problems" ("Teoriya sluchaynykh funktsiy i yeye primeneniye k zadacham avtomaticheskogo upravleniya"), State Publishing House of Technical and Theoretical Literature, 1957, 659 p.
8. Pugachev V.S., Sinitsyn I.N. "Stochastic differential systems. Analysis and filtration. Science" ("Stokhasticheskie differentsial'nyye sistemy. Analiz i fil'tratsiya"), Nauka, 1990, 642 p.
9. Gutova S.G., Kagan E.S. "Modeling of automatic control systems" ("Modelirovanie sistem avtomaticheskogo regulirovaniya"), textbook, Kemerovo, 2019, 224 p.
10. Khorosheva T.A. "Mathematical modeling and evaluation of the effectiveness of the process of social rehabilitation of children of the "risk group"" ("Matematicheskoe modelirovanie i otsenka effektivnosti protsesssa sotsial'noy reabilitationi detey «gruppy riska»"), diss. of the Cand. of technical sciences, 05.13.18, Novokuznetsk, 2009, 19 p.
11. Chernykh I.V., Vasiliev A.I. "Simulation modeling of calculation of transient response using Duhamel integral", *Engineering Bulletin of the Don (Inzhenernyy vestnik Dona)*, 2024, no. 11(119), pp. 184-192.
12. Kartashov V.Ya., Novoseltseva M.A. "Identification of stochastic objects" ("Identifikatsiya stokhasticheskikh ob"ektov"), textbook, Kemerovo, 2010, 108 p.

Submitted 23.02.2025; revised 29.04.2025

Information about the authors

Svetlana G. Gutova, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Kemerovo State University (6 Krasnaya str., Kemerovo 650000, Russia), e-mail: gsg1967@mail.ru

Marina A. Novosel'tseva, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Kemerovo State University (6 Krasnaya str., Kemerovo 650000, Russia), e-mail: novoseltseva.ma@gmail.com

Elizaveta S. Kopylova, Student, Kemerovo State University (6 Krasnaya str., Kemerovo 650000, Russia), e-mail: kopylova.lizal@mail.ru

Mariya R. Proshkina, Student, Kemerovo State University (6 Krasnaya str., Kemerovo 650000, Russia), e-mail: marproshkina16@yandex.ru

АЛГОРИТМ ОПТИМИЗАЦИИ ТЕСТОВ КОНТРОЛЯ ЦИФРОВЫХ СХЕМ**Г.В. Петрухнова, Е.В. Попова, Д.С. Ожерельев****Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия**

Аннотация: рассматриваются вопросы оптимизации тестов контроля цифровых интегральных схем методом случайного поиска. Тесты направлены на обнаружение неисправностей «константная», «короткое замыкание». Представлен алгоритм, который основывается на генерировании случайных тестовых последовательностей и оценке их эффективности на основе энтропийных критериев. Цифровая схема рассматривается как модель, представленная в виде «черного ящика». Результаты работы «черного ящика» определяются на основе логических уравнений или спецификаций. Рассматривается алгоритм оптимизации длины псевдослучайных тестов контроля цифровых схем, основанный на принципе максимума энтропии и методе случайного поиска с возвратом при неудачном шаге. Один из критериев ранее в подобных задачах не использовался и представляет научную новизну. В данной задаче целевая функция зависит от входных вероятностей и является случайной функцией, явный вид которой неизвестен. Так как непосредственное вычисление значений этой функции и ее производной невозможно, то для решения задачи оптимизации необходимо использовать численные методы нулевого порядка, где используется наблюдение за значениями целевой функции. Процесс оптимизации осуществляется путем подбора весов входных сигналов, определяющих частоту подачи логической единицы на каждый вход схемы и анализа соответствующих выходных реакций. Представленный подход позволяет находить тесты, максимально охватывающие возможные неисправности схемы типа «константная» и «короткое замыкание», тем самым повышая надежность выявления дефектов. Анализ проводился на примере нескольких цифровых схем различной сложности. Содержится описание предложенного алгоритма, анализ его эффективности, сравнительные таблицы результатов оптимизации и тестирования. Алгоритм может быть использован для исследования процессов оптимизации тестов контроля различных цифровых схем

Ключевые слова: цифровая схема, энтропия, алгоритм оптимизации, метод случайного поиска, неисправности типа «короткое замыкание», «константная»

Введение

Современные цифровые устройства (ЦУ), прочно вошедшие в нашу жизнь, играют ключевую роль во многих областях деятельности. Стабильная работа таких устройств напрямую зависит от исправности всех компонентов, включая цифровую схему. Контроль цифровых схем проводится на различных стадиях их производства и включает различные этапы, начиная с разработки плана тестирования и заканчивая анализом полученных результатов после выполнения тестовых сценариев. Для проведения контроля используют специализированное программное обеспечение и различное оборудование, позволяющее проверить функциональность схемы, а также оценить стабильность работы и соответствие заданным спецификациям.

Одним из методов для контроля цифровых схем является вероятностное тестирование. Суть такого подхода заключается в использовании вероятностей входных сигналов (входных вероятностей) для генерации входного вектора. Метод является эффективным для нахождения неисправностей типа «константные» и «короткое замыкание», которые являются самыми распространенными на стадии производства.

Сократить длину теста в этом случае возможно посредством оптимизации распределения входных вероятностей [1]. Максимум энтропии достигается, при равномерном распределении элементов случайной (псевдослучайной последовательности). За счет достижения в структуре реакции ЦУ на входные воздействия распределения логических единиц и логических нулей, близкого к равномерному, создается близкий к оптимальному тест, позволяющий выявить потенциальные дефекты, тем самым минимизировать время на тестирование.

Цель данной работы – представление алгоритма оптимизации длины псевдослучайных тестов контроля цифровых схем, основанный на принципе максимума энтропии и методе случайного поиска с возвратом при неудачном шаге.

Подобная тематика обсуждалась в работах [1] – [5], но рассматривались другие целевые критерии и метод покоординатного спуска как алгоритм решения задачи.

Постановка задачи

Задача оптимизации длины теста контроля сводится к нахождению близких к оптимальным весов для каждого входа ЦУ и имеет следующий вид.

Пусть имеется ЦУ с K входами и m контрольными точками. Каждый вход i , где $i = (1, \dots, K)$, является независимым и имеет вес u_i . Вес входа находится в диапазоне $0 < u_i < 1$. Совокупность весовых коэффициентов составляют вектор $u = (u_1, \dots, u_K)$. Результатом воздействия входных сигналов является матрица выходных сигналов размером D на C (1).

$$\begin{matrix} y_{11} & y_{12} & \dots & y_{1D} \\ y_{21} & y_{22} & \dots & y_{2D} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ y_{C1} & y_{C2} & \dots & y_{CD} \end{matrix} \quad (1)$$

Необходимо определить близкий к оптимальному вектор $u = (u_1, \dots, u_K)$, принадлежащий области допустимых значений $u \in U^K = \{u = (u_1 \dots u_K), 0 < u_i < 1, i = 1, \dots, K\}$, при котором выбранная целевая функция H имеет максимальное значение (2).

$$\begin{aligned} H(u_1 \dots u_K) &\rightarrow \max \\ u_1 \dots u_K \\ 0 < u_i < 1, i &= 1, \dots, K \end{aligned} \quad (2)$$

В качестве целевых функций в данной работе используются энтропийные критерии (3) и (4):

$$H_1 = - \sum_{j=1}^m (p_j(u) \cdot (1 - p_j(u)) \cdot \ln(p_j(u) \cdot (1 - p_j(u))) \quad (3)$$

$$H_2 = - \sum_{j=1}^m (p_j(u) \cdot \ln(p_j(u)) + (1 - p_j(u)) \cdot \ln(1 - p_j(u))) \quad (4)$$

где m – количество выходов (контрольных точек);

$p_j(u)$, $j = (1, \dots, m)$ – частота появления на j -м выходе (контрольной точке) схемы единичного сигнала.

Критерий (3) ранее в аналогичных работах не использовался и представляет научную новизну. В данной работе результаты его использования сравниваются с результатами оптимизации на основе критерия (4), который очень часто используется в аналогичных исследованиях.

В работах [1] – [5] в качестве целевой функцией H понимается один из тех критериев качества, которые можно получить на основе обобщенного энтропийного критерия (5) путем перебора коэффициентов:

$$H = \alpha \cdot \left(\sum_{i=1}^M p_i \cdot \ln(p_i) + (1 - p_i) \cdot \ln(1 - p_i) \right) +$$

$$+ \beta \cdot \left(\sum_{i=1}^K q_i \cdot \ln(q_i) + (1 - q_i) \cdot \ln(1 - q_i) \right) + \gamma \cdot \left(\sum_{i=1}^C w_i \cdot \ln(w_i) \right) \quad (5)$$

где α , β , γ – коэффициенты;

M – длина теста;

K – число контрольных точек (входов, выходов, внутренних точек конечного автомата, к которым имеется доступ);

$C = 2^K$ возможных видов реакций (выходных наборов цифрового устройства на входные воздействия;

p_i – вероятность появления единичного сигнала в i -м выходном наборе;

q_i – вероятность появления единичного сигнала в i -ой контрольной точке;

w_i – вероятность появления i -го двоичного набора $(y_{i1}, y_{i2}, y_{i3}, \dots, y_{ik})$ как реакция ЦУ на внешнее воздействие.

На основе обобщенного критерия (5) получаются несколько частных энтропийных критериев, коэффициенты которых представлены в табл. 1.

Таблица 1

Коэффициенты частных критериев

Частный критерий	Коэффициенты		
	α	β	γ
H_1	$1/N$	0	0
H_2	0	1	0
H_3	0	0	1
H_4	$1/N$	$1/K$	0
H_5	$1/N$	0	$1/K$
H_6	0	1	1
H_7	$1/N$	$1/K$	$1/K$

Результаты решения задачи нахождения близкого к оптимальному весовому вектору на основе каждого из указанных частных критериев были представлены в работах [1] – [5]. Можно заметить, что критерий (3) представляет научную новизну по сравнению с указанными критериями на основании табл. 1.

Для решения задачи оптимизации, рассматриваемой в данной работе, использовался метод случайного поиска. В статьях [1] – [5] представлены результаты оптимизации на основе метода покоординатного спуска, который хорошо зарекомендовал себя в задачах наблюдения за значениями целевой функции.

Описание алгоритма

В данной задаче целевая функция зависит от входных вероятностей и является случайной

функцией, явный вид которой неизвестен. Так как непосредственное вычисление значений этой функции и её производной невозможны, то для решения задачи оптимизации необходимо использовать численные методы нулевого порядка, в которых используются наблюдения за значениями целевой функции [6]. К таким методам можно отнести метод случайного поиска с возвратом при неудачном шаге.

Логика работы случайного поиска заключается в следующем. Задаются параметры оптимизации:

- $step$ – начальная величина шага, $0 < step < 1$;
- a – параметр уменьшения шага, $0,1 < a < 1$;
- M – максимальное число неудачных испытаний до уменьшения шага;
- k – счетчик неудачных испытаний;
- начальный вектор $u = (u_1, \dots, u_K)$, значения вводит пользователь или выбираются случайные величины, лежащие в области допустимых значений $u \in U^K = \{u = (u_1 \dots u_K), 0 < u_i < 1, i=1, \dots, K\}$.

На входы объекта контроля с определённой вероятностью подаются сигналы, представляющие собой последовательности нулей и единиц, количество комбинаций задает пользователь. Далее анализируется вероятность возникновения логической единицы на предварительно определенных контрольных точках. На основании полученных значений вычисляется выбранный энтропийный критерий. На первой итерации значение энтропийного критерия и соответствующие входные вероятности принимаются как близкие к оптимальным и сохраняются для дальнейшего вычисления. Затем формируется псевдослучайный вектор $E = (E_1, \dots, E_i)$, где E_i – случайная величина, заданная в диапазоне $[0 - u_i, 1 - u_i]$, i – количество элементов в векторе. Следующее значение каждой координаты вектора E вычисляется в соответствии с формулой (6)

$$u_i = u_i + step * E_i, \quad (6)$$

Далее по описанному алгоритму вычисляется новое значение целевой функции и сравнивается со значением, полученным на близких к оптимальным частотах.

Если выполняется условие $H_i > H_l$, то вектор $u = (u_1, \dots, u_K)$ считается наилучшим на текущей итерации и запоминается в переменных, которые хранят значения входных частот, близкие к оптимальным, дальнейший поиск будет происходить относительно этого вектора.

В противном случае, если $H_i \leq H_l$, поиск продолжается относительно вектора, полученного на предыдущих итерациях, а счетчику неудачных шагов (k) прибавляется единица. Алгоритм повторяется, пока выполняется условие $k < M$. По достижению M , величина шага ($step$) уменьшается на указанное значение a , и k сбрасывается до нуля. Процесс оптимизации завершается, когда значение $step \leq 0$. Схема выполнения процесса оптимизации представлена на рис. 1.

Результаты оптимизации

Для решения задачи нахождения близкого к оптимальному теста, покрывающего неисправности типа «константная» и «короткое замыкание», в качестве объектов оптимизации рассматривались ЦУ, представленные в виде модели «черный ящик». Выходная реакция объекта на воздействия вычислялось на основе логических уравнений или спецификаций.

Задача нахождения частот, близких к оптимальным, осуществлялась на основании энтропийных критериев (1) и (2) методом случайного поиска. В качестве параметров процесса оптимизации были выбраны следующие значения: $step = 1$, $a = 0,4$, $M = 5$.

Ход процессов оптимизации для одной из цифровых схем на основании критерия (3), показан в табл. 2. Таблица отражает изменение частот сигналов, подаваемых на вход цифровой схемы, и соответствующие значения целевой функции.

Таблица 2

Оптимизация для схемы
на основании критерия Н1

№ итерации	Вход 1	Вход 2	Вход 3	Вход 4	Н1
1	0,5	0,5	0,5	0,5	1,2337
2	0,4	0,8	0	0,3	0,6707
3	0,5	0,4	0,5	0,3	1,1090
4	0,4	0,4	0,6	0,3	1,1210
5	0,9	0,8	0,7	0,9	1,3042
6	0,2	0,7	0,7	0,8	1,1051
7	0,4	0,2	0,3	0,8	1,0223
8	0,4	0,8	0,5	0,5	1,2769
9	0,6	0,7	0,4	0,4	1,2054
10	0,7	0,7	0,4	0,9	1,3573
11	0,5	0,6	0,3	0,6	1,2315
12	0,4	0,8	0,3	0,8	1,2877
13	0,8	0,4	0,7	0,8	1,2782
14	0,6	0,7	0,4	0,7	1,3168
15	0,6	0,8	0,5	0,8	1,3560
16	0,6	0,7	0,5	0,8	1,3453
17	0,7	0,7	0,5	0,8	1,3586
18	0,7	0,8	0,6	0,7	1,3657
19	0,6	0,8	0,6	0,7	1,3652
20	0,7	0,8	0,6	0,7	1,3657

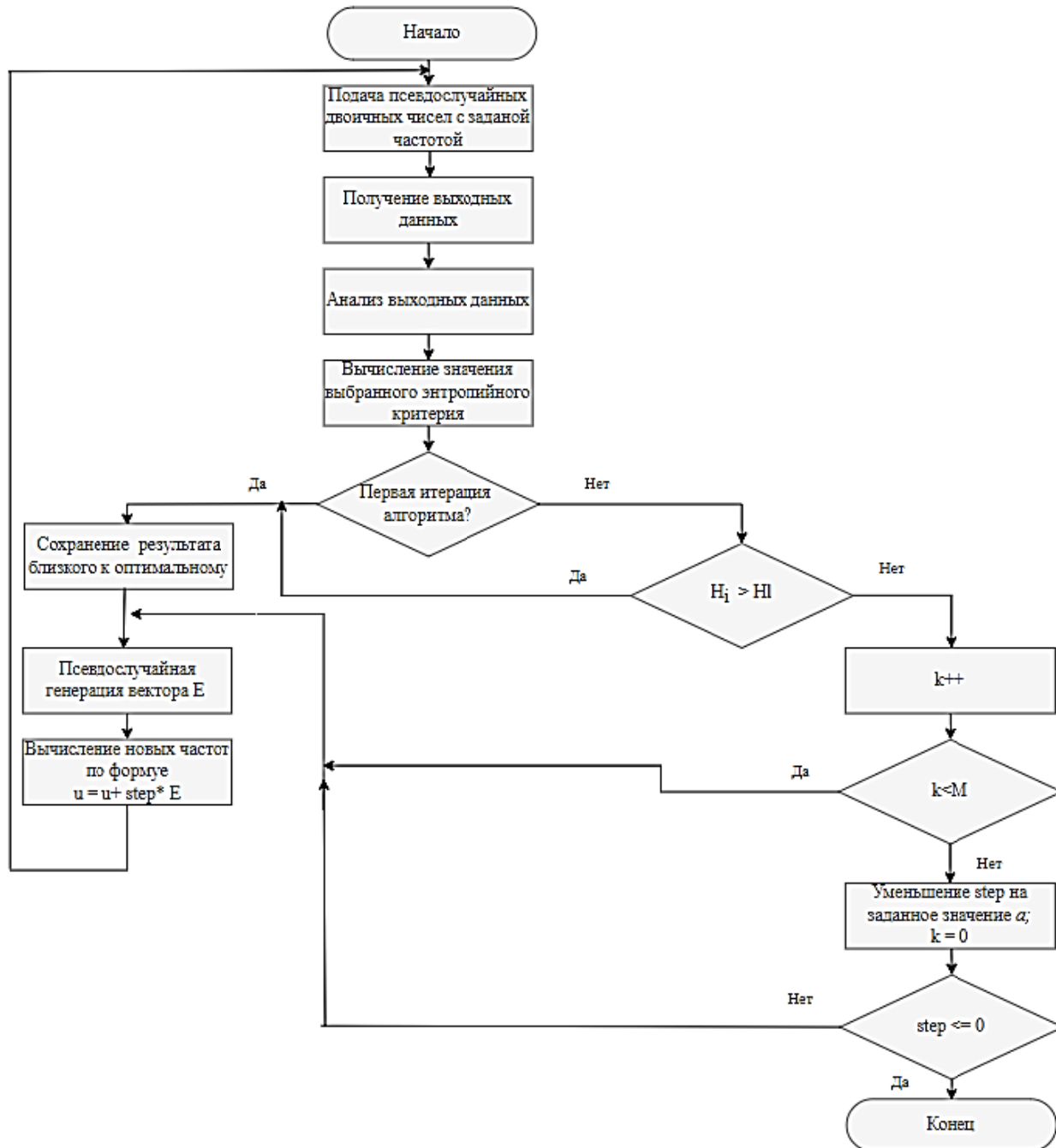


Рис. 1. Схема выполнения процесса оптимизации

При оптимизации по критерию (3) близкими к оптимальным являются результаты 0,7 0,8 0,6 0,7. Достигнутое значение целевой функции при таких вероятностях равно 1,3657.

Процесс оптимизации на основании критерия (4) представлен в табл. 3. При оптимизации по этому критерию близкими к оптимальному являются результаты 0,7 0,6 0,6 0,6. Достигнутое значение целевой функции при этих вероятностях равно 2,5908.

Для исследования алгоритма случайного поиска и критериев проводились десять экспе-

риментов и фиксировались вероятности близкие к оптимальным и значения критериев оптимизации. Усредненные показатели представлены в табл. 4.

Полученные оптимизированные весовые коэффициенты использовались для поиска неисправностей типа «короткое замыкание» и «константная». Были проведены десять экспериментов, усредненные значения по результатам исследования представлены в табл. 5.

Таблица 3

Оптимизация для схемы
на основании критерия Н2

№ итерации	Вход 1	Вход 2	Вход 3	Вход 4	Н2
1	0,5	0,5	0,5	0,5	2,2304
2	0,9	0,3	0,5	0,1	1,6578
3	0,2	0,8	0,3	0,6	1,9097
4	0,8	0,1	0,5	0,2	1,3218
5	0,7	0,4	0,7	0,6	2,3766
6	0,1	0,6	0,2	1	1,4263
7	0,9	0,2	0,2	0,3	1,4501
8	0,5	0,2	0,6	0,8	1,9277
9	0,6	0,2	0,8	0,4	1,9026
10	0,4	0,7	0,4	0,3	1,8891
11	0,7	0,2	0,4	0,4	1,6690
12	0,5	0,4	0,6	0,4	2,0186
13	0,7	0,5	0,6	0,6	2,5213
14	0,7	0,6	0,6	0,6	2,5908
15	0,7	0,6	0,6	0,5	2,5610
16	0,6	0,6	0,6	0,6	2,5238
17	0,7	0,5	0,7	0,6	2,5370
18	0,6	0,6	0,7	0,6	2,5205
19	0,7	0,7	0,5	0,5	2,5509

Таблица 4

Результаты оптимизации

Номер схемы	Критерий	Оптимизированные весовые коэффициенты	Значение целевой функции
1	Н1	0.7 0.7 0.6 0.6	1.37
	Н2	0.7 0.8 0.6 0.7	2.68
2	Н1	0.6 0.6 0.6 0.6 0.6 0.6	1.702
	Н2	0.6 0.6 0.7 0.6 0.6 0.6	3.322
3	Н1	0.1 0.5 0.5	1.536
	Н2	0.2 0.5 0.5	3.17

Таблица 5

Результаты тестирования

Номер схемы	Длина теста до оптимизации распределения входных вероятностей	Длина теста после оптимизации распределения входных вероятностей
1	5,4 (округленно 5)	4,0(округленно 4)
2	2,4 (округленно 2)	2,1(округленно 2)
3	5,2 (округленно 5)	3,5 (округленно 3)

Оба критерия оптимизации дали хорошие и примерно одинаковые результаты. Длины полученных тестов не больше аналогичных литературных данных. Полученные результаты демонстрируют эффективность применения критериев оптимизации и алгоритма случайного поиска для сокращения длинны тестов контроля цифровых схем.

Заключение

В данной статье рассматриваются вопросы оптимизации длины тестов контроля неисправностей типа «константная» и «короткое замыкание» цифровых схем

В статье представлен алгоритм оптимизации на основе метода случайного поиска с использованием энтропийных критериев в качестве целевой функции. Проведен сравнительный анализ процессов оптимизации на основе двух критериев. Критерии показали приблизительно одинаковые результаты. Предложенный алгоритм позволяет сократить длину тестовой последовательности, необходимой для достижения заданного уровня покрытия неисправностей.

Проведенные экспериментальные исследования позволяют сделать вывод о целесообразности использования методик взвешенного тестирования. Представленный в статье алгоритм, может быть использованы для исследования и оптимизации цифровых схем. Качественное построение тестов контроля обеспечит надежную работу современных цифровых устройств.

Литература

1. Agraval V.D. An information theoretic approach to digital fault testing // IEEE Trans. Comput. 1981. С. 30. Pp. 582-587.
2. Сперанский Д.В., Черевко Н.В. Об оптимизации распределения вероятностей входных сигналов при случайном тестировании дискретных устройств // Электронное моделирование. 1992. № 2. С. 46-54.
3. Петрухнова Г.В. Энтропийный критерий на основе меры симметричности бинарной матрицы // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2019. № 1. С. 66-72.
4. Петрухнова Г.В. Анализ свойств симметрии бинарной матрицы в задачах тестирования цифровых устройств // Актуальные проблемы прикладной математики, информатики и механики: труды Междунар. науч. конф. Воронеж: Научно-исследовательские публикации, 2019. С. 1595-1606.
5. Петрухнова Г.В., Усачев М.Г., Попова Е.В. Тестовый контроль цифровых автоматов // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 6. С. 47-52.
6. Васильев Ф.П. Численные методы решения экстремальных задач: учеб. пособие для вузов / Ф.П. Васильев. М.: Наука, 1988. 552 с.

Поступила 31.03.2025; принята к публикации 12.05.2025

Информация об авторах

Петрухнова Галина Викторовна – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: gypetruhnova@mail.ru

Попова Екатерина Викторовна – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: katporova2000@mail.ru

Ожерельев Дмитрий Сергеевич – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: zelodos@mail.ru

ALGORITHM FOR DIGITAL CIRCUIT CONTROL TESTS OPTIMIZING

G.V. Petrukhnova, E.V. Popova, D.S. Ozherel'ev

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: we consider the issues of control tests of digital integrated circuits optimization by the random search method. The tests are aimed at detecting "constant" and "short circuit" faults. We present an algorithm that is based on generating random test sequences and evaluating their effectiveness based on entropy criteria. We consider a digital circuit as a model presented in the form of a "black box". We determined the results of the "black box" operation based on logical equations or specifications. The purpose of this article is an algorithm for optimizing the length of pseudorandom digital circuit control tests based on the principle of maximum entropy and a random search method with a return in case of an unsuccessful step. One of the criteria has not been used in such tasks before and represents a scientific novelty. In this problem, the objective function depends on the input probabilities and is a random function whose explicit form is unknown. Since it is impossible to directly calculate the values of this function and its derivative, numerical methods of zero order must be used to solve the optimization problem, which uses observation of the values of the objective function. We carried out an optimization process by selecting the weights of the input signals that determine the frequency of supply of the logical unit to each input of the circuit and analyzing the corresponding output reactions. The presented approach makes it possible to find tests that maximally cover possible circuit failures such as "constant" and "short circuit", thereby increasing the reliability of defect detection. We carried out the analysis using the example of several digital circuits of varying complexity. It contains a description of the proposed algorithm, an analysis of its effectiveness, and comparative tables of optimization and testing results. The algorithm can be used to study the optimization processes of control tests of various digital circuits

Key words: digital circuit, entropy, optimization algorithm, random search method, faults such as "short circuit", "constant"

References

1. Agraval V.D. "An information theoretic approach to digital fault testing", *IEEE Trans. Comput.*, 1981, no. 30, pp. 582-587.
2. Speranskiy D.V., Cherevko N.V. "On optimizing the probability distribution of input signals during random testing of discrete devices", *Electronic Modeling (Elektronnoe modelirovanie)*, 1992, no. 2, pp. 46-54.
3. Petrukhnova G.V. "Entropy criterion based on a measure of symmetry of a binary matrix", *Bulletin of Ryazan State Radio Engineering University (Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta)*, 2019, no. 1, pp. 66-72.
4. Petrukhnova G.V. "Analysis of the symmetry properties of a binary matrix in the tasks of testing digital devices", *Proc. of the Int. Sci. Conf.: Actual Problems of Applied Mathematics, Computer Science and Mechanics (Aktual'nye problemy prikladnoy matematiki, informatiki i mekhaniki)*, Voronezh, 2019, pp. 1595-1606.
5. Petrukhnova G.V., Usachev M. G., Popova E.V. "Test control of digital automata", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, no. 6, pp. 47-52.
6. Vasil'ev F.P. "Numerical methods for solving extreme problems" ("Chislennyye metody resheniya ekstremal'nykh zadach"), Moscow: Nauka, 1988, 552 p.

Submitted 31.03.2025; revised 12.05.2025

Information about the authors

Galina V. Petrukhnova, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: gvpetrukhnova@mail.ru

Ekaterina V. Popova, Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: katpopova2000@mail.ru

Dmitriy S. Ozherel'ev, Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: katpopova2000@mail.ru

ОСНОВНЫЕ АСПЕКТЫ УЧЕТА ТЕМПОРАЛЬНЫХ ДАННЫХ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ АНАЛИТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Е.В. Колыхалова

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: представлена схема процесса формирования аналитических отчетов (рейтингов) в подсистеме расчета аналитических показателей. Приведены математические формулы рейтинга и отдельной формулы без учета и с учетом темпоральности данных рейтинга. Темпоральными данными называют данные, связанные с определенными моментами или временными интервалами. При проектировании информационных систем часто требуется учитывать возможность изменения данных системы с течением времени. Методики, используемые при моделировании темпоральных данных, могут различаться в зависимости от конкретной предметной области и требований к системе. В зависимости от используемых методов обработки темпоральных данных характеристики системы будут меняться. Выделены основные случаи использования темпоральных данных в подсистеме расчета аналитических показателей: изменяющееся во времени значение показателей формул; изменяющееся во времени участие формул в рейтинге; изменяющееся во времени влияние результатов расчета формулы на результат рейтинга; изменяющиеся во времени характеристики рейтинга. Рассмотрены основные шаблоны проектирования темпоральных данных и предложено их использование применительно к подсистеме расчета аналитических показателей. Основная задача при моделировании темпоральности данных — спроектировать темпоральный класс, от которого другие классы наследуют темпоральные качества

Ключевые слова: аналитические показатели, информационная система, темпоральные данные

Введение

В данной работе рассматривается процесс формирования аналитических рейтингов в системе расчета аналитических показателей.

Подсистема расчета аналитических показателей предназначена для быстрого построения различных рейтингов и аналитических отчетов, и повторного использования описанных показателей рейтингов.

Процесс формирования аналитического отчета (рейтинга) схематически приводится на рис. 1. Работа в системе предполагает регистрацию формул рейтингов, показателей, используемых для расчета формул и собственно составления актуальных рейтингов.

1. Математическое моделирование подсистемы аналитических показателей

Каждый объект анализа (рейтинг) может быть представлен некоторым количеством формул:

$$R = \{F_1, F_2, \dots, F_n\}, \quad (1)$$

где R – рейтинг,

$F_1, F_2, \dots, F_n$ – формулы расчета пунктов

рейтинга.

Формулы, в свою очередь, представлены совокупностью показателей:

$$F = \{P_1, P_2, \dots, P_s\}, \quad (2)$$

где F – результат вычисления формулы,

$P_1, P_2, \dots, P_s$ – значения показателей.

Формулы, как и рейтинги, могут являться сложными объектами, которые можно представить в виде многокритериальной модели, в которой один или несколько показателей могут быть привязаны к моменту времени. Таким образом формула (2) приобретает следующий вид:

$$F_t = \{P_{1t}, P_{2t}, \dots, P_{st}\}, \quad (3)$$

где F_t – результат вычисления формулы в момент времени t ,

$P_{1t}, P_{2t}, \dots, P_{st}$ – значения показателей в момент времени t .

Каждая формула может иметь некоторый вес в зависимости от выбранного метода рейтингования и целей проведения оценки:

$$R_t = \{F_1 \times W_{1t}, F_2 \times W_{2t}, \dots, F_n \times W_{nt}\}, \quad (4)$$

где R_t – рейтинг в момент времени t ,

F_1, F_2, F_n – результаты вычисления формул,

W_{1t}, W_{2t}, W_{nt} – веса формул в момент

времени t .

Часть показателей (атрибутов модели) может быть оценена с использованием информации количественного типа, при этом

показатели могут иметь различные единицы измерения. Другие показатели не могут быть количественно оценены.

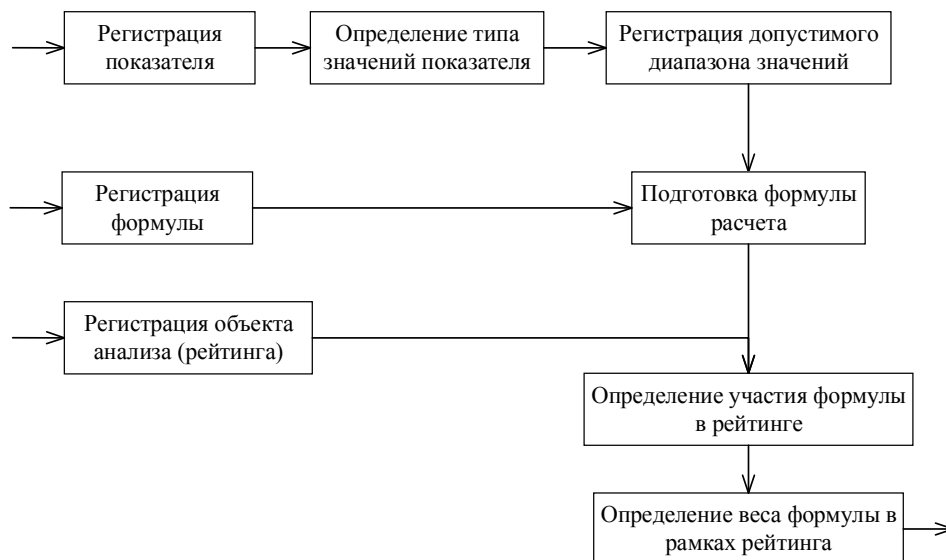


Рис. 1. Процесс формирования аналитического отчета (рейтинга)

2. Проектирование темпоральных данных

Методики, используемые при моделировании темпоральных данных, могут различаться в зависимости от конкретной предметной области и требований к системе. Подробно темпоральные шаблоны проектирования рассматривались в работах [1-4].

Для каждого класса темпоральность может не учитываться, либо учитываться одним из следующих способов: темпоральный класс, темпоральный атрибут, темпоральная ассоциация [1]. В зависимости от используемых методов обработки темпоральных данных характеристики системы будут меняться.

Все операции можно представить как состоящие из нескольких системных операций, таких как создание экземпляра класса, изменение атрибутов, создание или разрыв

ассоциации [2, 4]. Применительно к аналитической информационной системе мы сталкиваемся со следующими случаями использования темпоральных данных:

- изменяющееся во времени значение показателей формул;
- изменяющееся во времени участие формул в рейтинге;
- изменяющееся во времени влияние результатов расчета формулы на результат рейтинга;
- изменяющиеся во времени характеристики рейтинга.

Рассмотрим каждый случай подробнее.

2.1. Изменяющееся во времени значение показателей формул.

Применительно к моделируемой системе такой вариант может быть представлен в виде схемы на рис. 2.

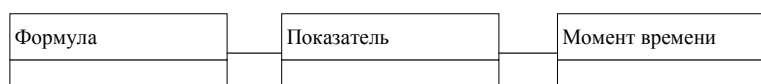


Рис. 2. Моделирование изменяющегося во времени значения показателя формул

Заметим, что моделируемая подсистема была разработана на платформе 1C, где в отличие от реляционных баз данных реализована объектная модель, в том числе

моделирующая реализацию некоторых случаев темпоральности. В частности приведенный на схеме случай реализуется путем разработки периодического регистра сведений,

отображающего изменение во времени значений класса Показатель.

Реализация такой схемы при большом количестве изменяющихся с течением времени атрибутов будет требовать большего количества соединений в разрабатываемых запросах для построения результирующей таблицы, что может снижать эффективность работы системы.

2.2. Изменяющееся во времени участие формул в рейтинге.

Для данного варианта схема классов приведена на рис. 3.

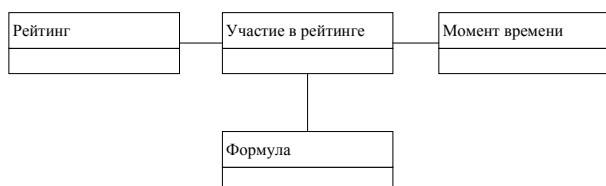


Рис. 3. Моделирование изменяющегося во времени участия формулы в рейтинге

При отображении данной схемы на объекты, реализуемые в рамках разработки на платформе 1С, связь многие ко многим, реализуемая объектом Участие в рейтинге и имеющая свойство меняться с течением времени, реализована путем разработки периодического регистра сведений.

2.3. Изменяющееся во времени влияние результатов расчета формулы на результат рейтинга.

Схема классов, реализующая описываемый вариант учета темпоральности, приведена на рис. 4.



Рис. 4. Моделирование изменяющегося во времени влияния результатов расчета формулы на результат рейтинга

Реализация варианта полностью идентична варианту, описанному в пункте 2.2.

2.4. Изменяющиеся во времени характеристики рейтинга

В этом случае, как правило, одновременно изменяется большое количество связанных формул и показателей рейтинга, поэтому предлагается использовать подход Снимок.

Схема реализации классов для такого варианта представлена на рис. 5.

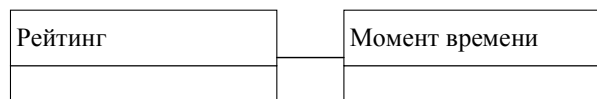


Рис. 5. Моделирование изменяющихся во времени показателей рейтинга

Применительно к рассматриваемой реализации подсистемы средствами платформы 1С, в реквизиты периодического регистра сведений отражаются все реквизиты класса Рейтинг.

В связи с тем, что система с учетом темпоральности призвана сохранять предыдущие значения данных, удаление экземпляров класса как таковое в ней не производится.

Таким образом, во всех случаях в качестве темпорального класса используется такая структура как периодический регистр сведений. Наибольшим отличием реализуемых методов является выбор класса, отражаемого в реквизиты регистра сведений. В случае реализации аналогичных вариантов средствами реляционных баз данных периодический регистр сведений может быть разработан путем создания таблицы, одним из реквизитов которой будет поле Дата.

Заключение

В данной статье представлены следующие результаты:

1. Приведена схема формирования аналитических отчетов в подсистеме расчета аналитических показателей.
2. Приведена математическая модель аналитического рейтинга с учетом введения показателя темпоральности данных.
3. Приведены шаблоны проектирования темпоральных данных на примере подсистемы расчета аналитических показателей.

Литература

1. Проскурин Д.К., Колыхалова Е.В. Моделирование темпоральных данных на уровне бизнес-логики информационных систем. Современные проблемы информатизации в моделировании и социальных технологиях: Сб. трудов. Вып. 15 / Под ред. О.Я. Кравец. Воронеж: «Научная книга», 2010. С. 281-283.
2. Проскурин Д. К., Колыхалова Е.В. Методические основы моделирования темпоральных информационных структур // Научный вестник Воронежского государственного архитектурно-строительного университета. Серия: Информационные технологии в строительных, социальных и экономических системах. 2013. № 1(1). С. 87-90.
3. Колыхалова Е.В., Проскурин Д.К. Методические

основы проектирования информационных систем с учетом темпоральности данных предметной области // Молодой ученый. 2009. № 11. С. 54-56.

4. Kolykhalova, E., Podvalny, S., Proskurin, D. (2023). Basics of Using Temporal Data in the Design of Project

Management Information Systems. In: Taratukhin, V., Levchenko, A., Kupriyanov, Y. (eds) Information Systems and Design. ICID 2022. Communications in Computer and Information Science, vol 1767. Springer, Cham. pp. 51-60.

Поступила 02.03.2025; принята к публикации 29.04.2025

Информация об авторах

Колыхалова Евгения Владимировна – начальник отдела автоматизированных информационных систем управления информационных технологий, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7(473)207-22-20 доб. 4800, e-mail: evkolihalova@yandex.ru, ORCID: 0009-0008-2443-1717

MAIN ASPECTS OF ACCOUNTING FOR TEMPORAL DATA WHEN DESIGNING AN ANALYTICAL INFORMATION SYSTEM

E.V. Kolykhalova

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the article presents a diagram of the process of generating analytical reports (ratings) in the subsystem for calculating analytical indicators. It provides mathematical formulas for the rating and a separate rating formula with and without taking into account the temporality of the rating data. Temporal data are data associated with certain moments or time intervals. When designing information systems, it is often necessary to take into account the possibility of changing system data over time. The methods used in modeling temporal data may vary depending on the specific subject area and system requirements. The characteristics of the system will change depending on the methods used to process temporal data. The article highlights the main cases of using temporal data in the subsystem for calculating analytical indicators: time-varying value of formula indicators; time-varying participation of formulas in the rating; time-varying influence of formula calculation results on the rating result; time-varying rating characteristics. The article considers the main patterns of designing temporal data and proposes their use in relation to the subsystem for calculating analytical indicators. The main task in modeling data temporality is to design a temporal class from which other classes inherit temporal properties

Key words: analytical indicators, information system, temporal data

References

1. Proskurin D.K., Kolykhalova E.V. "Modeling of temporal data at the level of business logic of information systems", *Collection of works: Modern Problems of Informatization in Modeling and Social Technologies (Sovremennye problemy informatizatsii v modelirovanii i sotsial'nykh tekhnologiyakh)*, issue 15, Voronezh: Nauchnaya kniga, 2010, pp. 281-283.
2. Proskurin D.K., Kolykhalova E.V. "Methodological foundations of modeling of temporal information structures", *Scientific Bulletin of Voronezh State University of Architecture and Civil Engineering (Nauchnyy vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo arkhitekturno-stroitel'nogo universiteta)*, 2013, no. 1(1), pp. 87-90.
3. Kolykhalova E.V., Proskurin D.K. "Methodological foundations of designing information systems taking into account the temporality of data in the subject area", *Young Scientist (Molodoy uchenyy)*, 2009, no. 1, pp. 54-56.
4. Kolykhalova, E., Podvalnyy, S., Proskurin, D. "Basics of using temporal data in the design of project management information systems", *Information Systems and Design, ICID 2022, Communications in Computer and Information Science*, Springer, Cham, 2023 vol. 1767, pp. 51-60.

Submitted 02.03.2025; revised 29.04.2025

Information about the authors

Evgeniya V. Kolykhalova, Head of the Department of Automated Information Systems for Information Technology Management, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (473) 207-22-20, ext. 4800, e-mail: evkolihalova@yandex.ru, ORCID: 0009-0008-2443-1717

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ВЫБОРА ПАТТЕРНА API С УЧЕТОМ ИМЕЮЩИХСЯ ТРЕБОВАНИЙ К ИНФОРМАЦИОННОМУ ОБМЕНУ

П.В. Попцов, А.В. Козлова

Московский государственный технологический университет «СТАНКИН», г. Москва, Россия

Аннотация: рассматривается процесс интеграции информационных систем и предлагается алгоритм выбора наиболее релевантного паттерна в рамках API-интеграции исходя из потребностей заказчика. Взаимодействие через API-архитектуру является одним из наиболее распространенных и универсальных подходов к процессу организации обмена данными между информационными системами на сегодняшний день, поэтому разработка алгоритма выбора технического паттерна позволяет заказчикам разрешить вопросы, которые могут возникать на первоначальных этапах, тем самым снизив риск построения нерелевантной для их задач архитектуры информационного обмена. Проводится анализ наиболее актуальных на рынке подходов к интеграции, а также паттернов API-интеграции. Разработанные алгоритмы позволяют заказчикам сначала выбрать наиболее подходящий для них подход к интеграции, а затем и конкретный паттерн (в рамках API), исходя из которого можно выделить целевую архитектуру решения и непосредственно разработать интеграцию. Разработанные в исследовании алгоритмы также упорядочивают подход заказчиков к выбору технических решений для интеграции, определяя ключевые параметры выбора и порядок сбора информации по ним. В результате, компании могут сократить этап анализа рынка и не проводить детальный анализ всех потенциальных параметров, которые могут играть роль при настройке интеграционных взаимосвязей

Ключевые слова: интеграция информационных систем, API, интеграция, удаленный вызов процедур, паттерны интеграции, Gateway, Circuit breaker, Ambassador

Введение

На сегодняшний день трудно представить даже небольшую организацию, которая не использовала и не производила бы в процессе своей работы определенное количество данных. Эту информацию необходимо передавать между системами внутри организации и вовне, хранить и обеспечивать ее сохранность. В результате возникает необходимость налаживания интеграционных взаимодействий между информационными системами и встает необходимость выбора наиболее подходящего способа такой интеграции для конкретной организации [1].

REST API (Representational State Transfer и Application programming interface) является одним из наиболее популярных подходов к интеграции информационных систем. REST представляет собой архитектурный стиль программного обеспечения, используемый для распределенных систем и веб-сервисов, доступ к которым осуществляется по HTTP-протоколу [2].

При этом в рамках данного архитектурного стиля существует достаточно много различных паттернов (технических вариантов) реализации интеграции, которые позволяют адаптировать REST под решение задач по построе-

нию информационного обмена между системами – от передачи больших объемов данных с редкой периодичностью до непрерывного обмена данными в реальном времени.

Основная цель данного исследования – разработка алгоритма выбора паттерна реализации REST API интеграции для различных производственных задач. Еще одна задача данного исследования – провести подробный анализ ключевых паттернов REST интеграции, чтобы на основе их сильных и слабых сторон дополнить алгоритм практическими кейсами.

Задачей работы является определение принципов выбора наиболее подходящего технического паттерна для реализации интеграции между информационными системами. Это даст компаниям практический инструмент, позволяющий оперативно решить вопрос выбора наилучшей архитектуры интеграции, который часто требует достаточно долгой процедуры анализа, а также навыков и опыта проектирования архитектуры данных организации.

Также в данной работе будет проведен подробный анализ ключевых подходов к интеграции и построен алгоритм для выбора между ними, который предшествует определению наиболее подходящего паттерна REST API интеграции.

Анализ подходов к интеграции информационных систем

Начнем разбор подходов к интеграции информационных систем с наиболее простого способа создания единой базы данных, достаточно нетребовательного решения с точки зрения сложности технической реализации. Выбор в его пользу оказывается существенно ниже по уровню затрат по сравнению с другими методами интеграции не только из-за отсутствия необходимости разрабатывать архитектуру интеграционного программного обеспечения (ПО), но и потому, что единая база данных позволяет поддерживать консистентность данных

без каких-либо усилий, так как данные находятся в едином хранилище, к которому выполняются запросы.

В крупных компаниях одним из наиболее используемых способов построения интеграции является **корпоративная сервисная шина (ESB)**. Функциональность корпоративных шин охватывает достаточно широкий объем действий, среди которых – транспортировка, обработка, маршрутизация и логирование данных, обеспечение их безопасности, а также производство запросов к интегрируемым сервисам.

Типичная схема работы шины представлена на рис. 1.

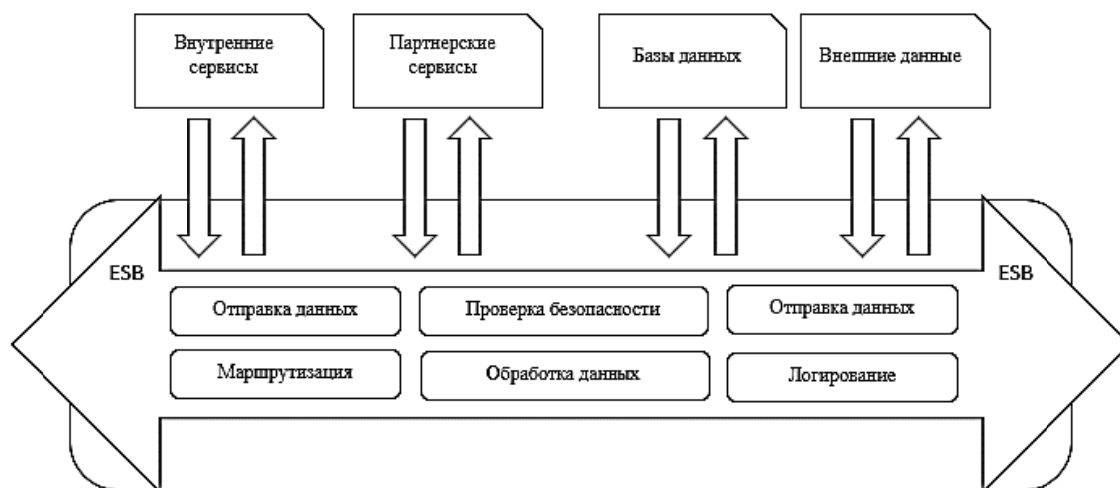


Рис. 1. Схема работы Enterprise service bus

Другой подход к интеграции – это реализация информационного обмена через **RPC** (удаленный вызов процедур). Данный способ системной интеграции позволяет программе / клиенту на одном устройстве вызвать функцию / действие на другом устройстве.

Примерная схема работы выглядит следующим образом:

1. Клиент отправляет запрос на сервер с указанием, какое действие он хочет выполнить в удаленном сервисе.

2. Сервер получает запрос от клиента, выполняет его в целевой системе и направляет результат обратно [3].

Если сравнивать между собой удаленный вызов процедур и API архитектуру, важно выделить, что RPC выигрывает с точки зрения скорости передачи файлов (53 против 57 миллисекунд), что может быть связано с перево-

дом файла в бинарный формат и обратно при передаче его клиенту [4].

Еще один способ интеграции, который мы рассмотрим в данной работе – это использование **брокеров сообщений**.

Данный способ реализации интеграционных взаимосвязей был выделен в отдельную группу из-за широких возможностей брокеров в части передачи и хранения данных (особенно в оптимизации затрат на данные процессы), а также из-за разнообразия технических вариантов исполнения, каждый из которых подходит под определенные запросы организаций [5].

Далее рассмотрим REST API интеграцию. Принцип работы классического API выглядит следующим образом:

1. Клиент делает http-запрос к веб-серверу.

2. Сервер направляет запрос к веб-приложению, которое через каналы API передает его в систему управления базами данных, и далее формируется набор данных из основного хранилища, который по аналогичному маршруту передается обратно клиенту [6].

Обмен данными чаще всего происходит в формате JSON, но может использоваться любой другой.

Классическая схема взаимодействия через REST API изображена на рис. 2.

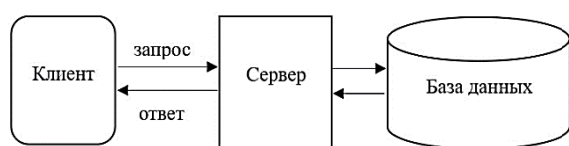


Рис. 2. Схема взаимодействия информационных систем, интегрируемых через REST API

При этом в рамках REST API возможно реализовать совершенно различные по принципу работы паттерны, каждый из которых подходит для решения определенного типа задач [7].

Далее, анализируя паттерны API-интеграций, постараемся определить показатели, влияющие на их выбор в различных ситуациях.

Анализ основных паттернов реализации REST API

Первый паттерн – **Circuit breaker** – работает по принципу автоматического выключения передачи данных, останавливая весь информационный обмен в случае сбоя, чтобы предотвратить дальнейшие ошибки. Настроенная таким образом интеграция постоянно отслеживает исполнение вызовов к внешнему сервису и при появлении большого количества ошибок временно отключается, переходя из «закрытого» состояния в «открытое». Также существует полуоткрытое состояние, в котором разрешается делать ограниченное число запросов для тестирования надежности работы [8].

Следующий паттерн, **Gateway**, можно назвать классическим – чаще всего именно он используется при интеграции через REST API при необходимости связать клиентское приложение с большим количеством сторонних сервисов.

API Gateway представляет собой обратный прокси-сервер, который действует, как

единая точка входа во все интегрируемые системы. Применение этого паттерна сокращает число вызовов и обеспечивает независимость клиента от протоколов, используемых в сервисах: REST, AMQP, gRPC и других. При этом наличие единого шлюза формирует единую точку отказа, требует тщательного мониторинга и при отсутствии масштабирования бывает уязвимым местом системы [9].

Далее рассмотрим паттерн **Ambassador**. Его принципиальное отличие от классической Gateway-интеграции состоит в том, что Ambassador позволяет осуществлять мониторинг, маршрутизацию и логирование данных, которые используются при информационном обмене в рамках интеграции. С помощью Ambassador также возможно осуществлять проверки безопасности при передаче данных или проверки токенов [10].

Следующий популярный паттерн, который мы рассмотрим, **Async Request Reply**. Обычно он используется, когда информационная система возвращает в ответ на запрос большой объем информации.

Если разбирать более подробно принцип работы данного паттерна, он представляет собой следующее: на первом шаге клиент делает запрос (POST/request), который попадает в очередь в брокере сообщений и ожидает, когда backend-часть сервиса сможет его обработать. В этот момент происходит изменения статуса запроса, он отмечается как переданный в обработку, но пока не завершивший ее [11].

Следующий интеграционный паттерн, который мы рассмотрим, **Cache Aside**, основывается на использовании данных из кэша для увеличения производительности сервиса-получателя данных.

Принцип работы паттерна, следующий: сервис, в первую очередь, ищет запрашиваемые клиентом им данные в кэше, а если их там нет, направляет запрос в базу данных. После этого полученные данные загружаются в кэш и направляются инициатору запроса.

Таким образом, производительные затраты на получение данных становятся ниже, чем при простых запросах в базу данных [12].

На основе проведенного анализа были выделены следующие основные направления для использования каждого из технических паттернов системной интеграции (табл. 1).

Таблица 1

**Параметры выбора паттернов
REST API интеграции**

Подход к интеграции	Основные направления использования
Подходы к интеграции	
База данных	1. Отсутствие внешних интеграций 2. Обмен данными в реальном времени 3. Высокие требования к точности данных
Enterprise service bus	1. Интеграция большого количества систем (в т.ч. legacy) 2. Построение унифицированной системы обмена данными
RPC (удаленный вызов процедур)	1. Реализация различных типов интеграций в рамках одной компании 2. Высокая производительность 3. Интеграция информационных систем с различным технологическим стеком [13].
Rest API	Оперативно настраиваемый и наиболее универсальный тип интеграции, при этом не вполне подходит для реализации сложных сценариев.
Брокеры сообщений	1. Необходимость выстраивания асинхронной интеграции между несколькими системами 2. При необходимости в передаче данных в реальном времени 3. При масштабировании
Паттерны API-интеграции	
Circuit breaker	1. При наличии система с высокими SLA по доступности 2. В микросервисной архитектуре
Gateway	1. Необходимость проводить отсеивание неактуальных вызовов 2. При необходимости снижения/оптимизации нагрузки [14].
Ambassador	1. Для обмена конфиденциальными данными. 2. Интеграция сервисов, написанных на различных языках программирования.
Async Request-Reply	1. Обработка больших объемов данных. 2. Получение максимально полной и точной информации.
Cache Aside	Для сервисов с повторяющимися высокочастотными запросами недавних данных.

**Разработка алгоритма (1 часть) –
выбор подхода к интеграции**

Для разработки алгоритма выбора нужного паттерна для интеграции необходимо, в первую очередь, определить, планирует ли предприятие интегрировать свои системы с какими-либо внешними источниками данных.

Если ответ на этот вопрос – да, то компании подойдет интеграция через API, так как данный способ наиболее универсален и позволяет взаимодействовать с различными системами как вовне, так и внутри организации.

Корпоративная интеграционная шина в данном случае не будет подходить, так как в нее не могут быть включены внешние системы, а использование брокеров сообщений и RPC (особенно последнего) предполагает реализацию значительной части логики на стороне контрагента.

При этом стоит отметить, что если организация использует API для внешних интеграций, то целесообразно использовать аналогичную технологию и внутри компании, чтобы поддерживать консистентность технологического стека и методов обмена информацией.

После ответа на вопрос об интеграции систем с внешними источниками данных, организации необходимо определить, в какую ветку сценариев развития интеграции целесообразно двигаться: будет ли это комплексное решение или один из более простых подходов. Этот выбор зависит прежде всего от объема передаваемых данных и требований к процессу передачи.

На наш взгляд, в качестве критерия для решения можно использовать вопрос о необходимости в автоматизации частотных запросов к данным между системами. Если ответ – «нет», то клиенту будет достаточно интеграции через единую базу данных, так как данным вопросом мы отсекаем ключевые сценарии, при которых необходимо использовать комплексные решения.

В качестве следующего по важности параметра, который позволит нам сделать выбор между комплексными подходами к интеграции, стоит выделить необходимость обработки данных в процессе их передачи. Как правило, перед любой интеграцией (кроме тех случаев, когда интеграция соединяет нагруженные системы, в которых важна прежде всего поддержка производительности, а не экономия ресурсов и снятие нагрузки с интегрируемых сервисов) стоит задача оптимизировать нагрузку на информационные системы и вывести логику передачи и обработки данных вовне. Для такой задачи оптимальным решением является ESB, так как сервисная интеграционная шина представляет собой полноценное и производительное ПО, в котором можно проводить широкий спектр операций над данными.

Наконец, на последнем этапе необходимо выделить параметр, исходя из которого клиент сможет осуществить выбор между удаленным вызовом процедур и брокерами сообщений. Сильные стороны обоих подходов включают в себя наличие инструментов для борьбы с последствиями высоких нагрузок. Но если брокеры сообщений позволяют прежде всего добиться стабильной работы, предотвращая сбои в работе и сохраняя стандартную скорость обработки, то RPC дает возможность значительно ускорить сам процесс передачи данных, что обусловлено отчасти использованием протокола HTTP/2 и небольшим весом сообщений, а отчасти тем,

что в такой интеграции отсутствует элемент промежуточного ПО, что также повышает скорость передачи сообщений.

В результате, последним параметром становится развилка приоритетов: если организации важна скорость и безопасность обмена, при этом вопрос ресурсов не стоит остро, то целесообразно использовать RPC, а если первоочередная задача – устранить возможные сбои из-за пиковых нагрузок, сохраняя обычную скорость обработки, то выглядит логичным использование брокеров сообщений.

Таким образом, мы получаем следующую схему для выбора подхода к реализации интеграции (рис. 3).

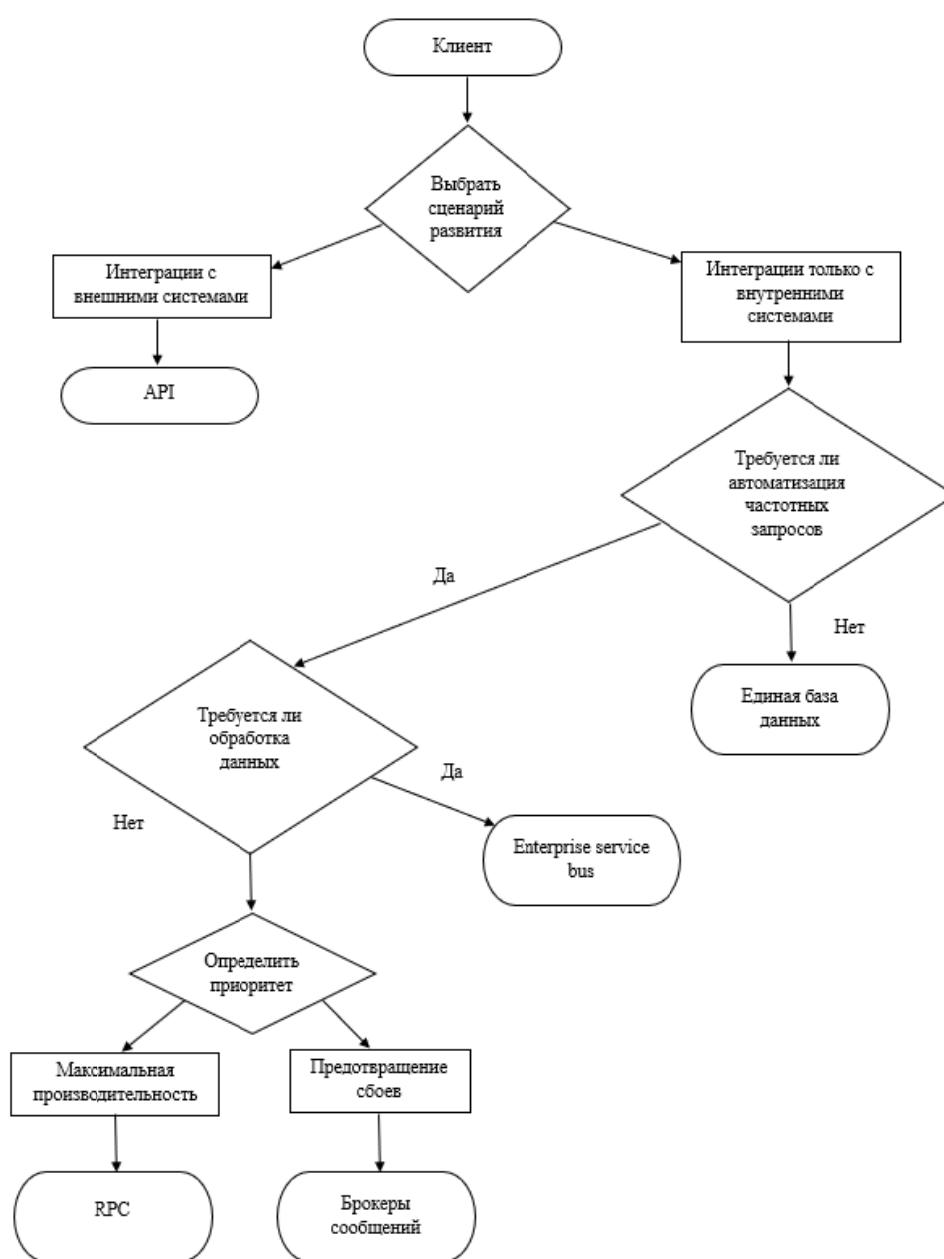


Рис. 3. Алгоритм выбора способа интеграции

Разработка алгоритма (2 часть) – выбор паттерна API-интеграции

После того, как мы разобрали алгоритм выбора основных подходов к интеграции, перейдем к построению алгоритма выбора наиболее подходящего паттерна API-интеграции.

Для решения были систематизированы параметры, характерные для каждого из паттернов, чтобы определить наиболее универсальные из них и использовать при создании алгоритма (табл. 2).

На втором шаге была построена схема

(рис. 4), отражающая этапность и параметры выбора наиболее подходящих паттернов для различных кейсов интеграции.

Как можно видеть в табл. 2, наиболее часто встречающимся параметром в описании паттернов является влияние интеграции на соединяемые ею информационные системы, иначе говоря, нагрузка. В результате вопрос определения приоритета – снижение нагрузки или качество интеграции (в том или ином виде) – позволяет охватить достаточно большой спектр базовых параметров, включая нагрузку, безопасность, необходимость обработки данных при передаче и другие.

Таблица 2

Параметры выбора паттернов REST API интеграции

Паттерн интеграции	Основные параметры для выбора
Circuit breaker	1. Высокая критичность систем 2. Большое количество взаимосвязанных систем
Gateway	1. Простота реализации 2. Не подходит для большого количества систем 3. Выносит логику во вне
Ambassador	Gateway с более широкими возможностями для работы с данными
Async Request Reply	1. Асинхронный обмен 2. Большие объемы данных
Cache Aside	1. Снижение нагрузки 2. Высокая доля повторяющихся запросов недавних данных

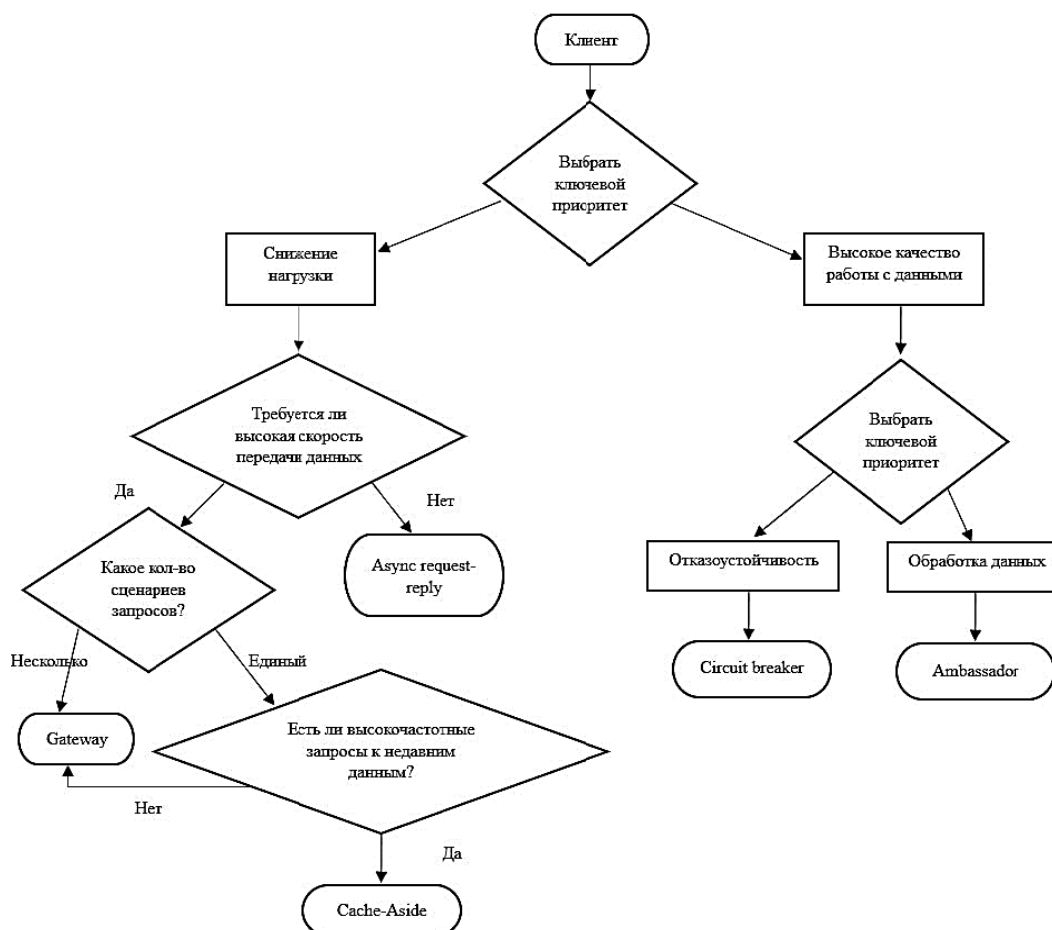


Рис. 4. Алгоритм выбора паттерна интеграции

Так как развилка в сторону приоритетности снижения нагрузки на практике является более частым сценарием из-за ограниченности ресурсов, рассмотрим, в первую очередь, ее ответвления. Второй точкой разветвления становится вопрос скорости обмена данными: на этом этапе мы отсекаем все паттерны, которые используют асинхронное взаимодействие. Это достаточно серьезный фильтр, поскольку от него зависит принцип движения данных между системами и потенциальные SLA (критерии успешной реализации) на ответ.

Наконец, на последнем шаге необходимо понять типологию сценариев, которые будут воспроизводиться в рамках интеграции систем в организации. Важно иметь хотя бы приблизительный план развития ИТ-инфраструктуры предприятия, так как на практике добавление новых сценариев может совершенно не вписываться в логику возможностей какого-либо из паттернов.

Возвращаясь ко второму сценарию, когда компания видит приоритетным качество работы с данными, необходимо определить, что имеется в виду под термином «качество». Наиболее частыми, на наш взгляд, являются два сценария, которые находят отражение в сильных и слабых сторонах паттернов Circuit breaker и Ambassador – это высокая отказоустойчивость и способность обрабатывать данные при передаче.

Результат применения данного алгоритма можно проиллюстрировать на Карте потока создания ценности. Без использования алгоритма заказчик проходит несколько дополнительных шагов на стадии проектирования и анализа имеющихся решений (рис. 5 и 6). В результате экономия составляет от 30 до 58 рабочих дней и приводит к снижению времени от начала разработки идеи до конечного запуска решения до 36 %.

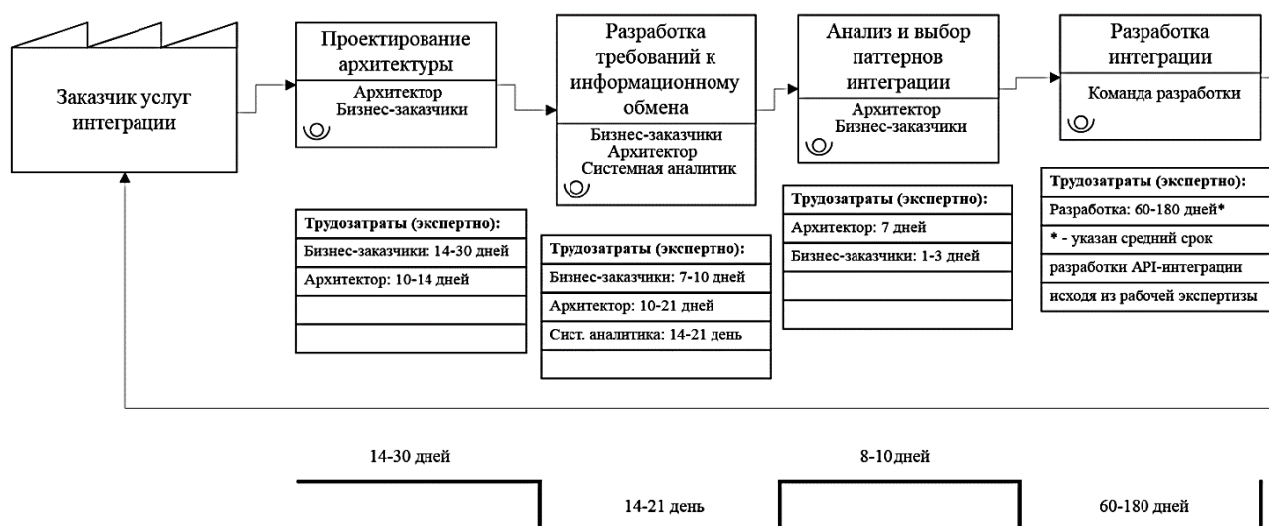


Рис. 5. Карта процесса создания ценности (без использования алгоритма выбора паттерна интеграции)

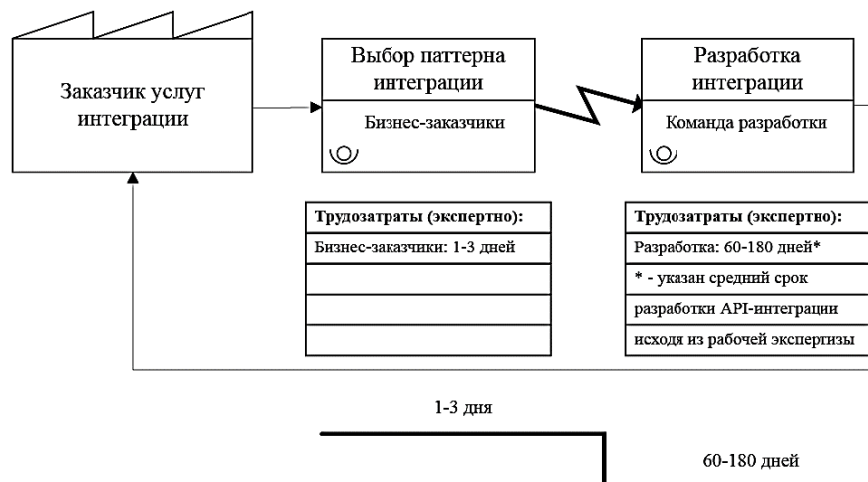


Рис. 6. Карта процесса создания ценности (с использованием алгоритма выбора паттерна интеграции)

Заключение

В результате исследования проведен анализ наиболее часто используемых паттернов API-интеграции, были выделены их преимущества и недостатки, а также предложен алгоритм выбора наиболее подходящего паттерна для основной типологии производственных задач организации.

Также проведены анализ и систематизация ключевых для интеграции параметров, на основе которых составлен данный алгоритм.

Выбор рассмотренных в исследовании паттернов интеграции обусловлен наиболее востребованными на практике техническими решениями.

Литература

1. Sandeep M., Chandavarkar, B.R. IoT's Communication Technologies, Data Formats, and Protocols – A survey // *Proceedings of Second International Conference on Secure Cyber Computing and Communication (ICSCCC)*, Jalandhar (India), 21–23 May 2021. IEEE, 2021. P. 483–488.
2. Проектирование веб-API RESTFUL // Microsoft : [сайт]. – Раздел «Learn. Azure. Architecture Center». – 2023. – 29 марта. – URL: <https://learn.microsoft.com/ru-ru/azure/architecture/best-practices/api-design> (дата обращения: 28.01.2025).
3. Vinoski S. RPC and REST: Dilemma, Disruption, and Displacement// *IEEE Internet Computing*. 2008. Vol. 12. No. 5. P. 92-95.
4. Efficiency of REST and gRPC Realizing Communication Tasks in Microservice-Based Ecosystems / M. Bolanowski, K. Zak, A. Paszkiewicz [et al.] // *New Trends in Intelligent Software Methodologies, Tools and Techniques*. IOS Press Ebook, 2022. P. 97-108.
5. Kelemen Z. Airport information system integration by using message broker // *Periodica Polytechnica Transportation Engineering*. 2009. Vol. 37(1-2). P. 15–21.
6. Hussain F. Enterprise API Security and GDPR Compliance: Design and Implementation Perspective // F. Hussain [et al.]// *IT Professional*. 2020. Vol. 22. No. 5. P. 81-89.
7. Козлова А.В., Попцов П.В. Формирование критериев выбора наиболее подходящего способа интеграции информационных систем предприятия // *Вестник МГТУ «Станкин»*. 2024. № 2(69). С. 141-149.
8. Circuit Breaker pattern // Microsoft : [сайт]. – Раздел «Learn. Azure. Architecture Center». –URL: <https://learn.microsoft.com/en-us/azure/architecture/patterns/circuit-breaker> (дата обращения: 28.01.2025).
9. Anomaly Detection in High-Performance API Gateways / D. Geethika [et al.] // *Proceedings of International Conference on High Performance Computing & Simulation (HPCS)*. Dublin, Ireland. 2019. P. 995-1001.
10. Burns B., Oppenheimer D. Design Patterns for Container-based Distributed Systems // *USENIX Workshop on Hot Topics in Cloud Computing*. – 2016. – // URL: <https://www.semanticscholar.org/paper/Design-Patterns-for-Container-based-Distributed-Burns-Oppenheimer/293259-880f015cb01a6aadd60-c21e90c82eebcc0> (дата обращения: 26.01.2025).
11. Conversation Patterns // Enterprise Integration patterns : [сайт]. – URL: <https://www.enterpriseintegrationpatterns.com/patterns/conversation/RequestResponse.html> (дата обращения: 26.01.2025).
12. Cache-Aside Pattern // GeersforGeeks : [сайт]. – URL: <https://www.geeksforgeeks.org/cache-aside-pattern/> (дата обращения: 01.02.2025).
13. Performance characterization of communication protocols in microservice applications / P.K. Kumar [et al.] // *Proceedings of International Conference on Smart Applications, Communications and Networking, SmartNets*, Glasgow (UK), 22–24 September 2021. IEEE, 2021. P. 1–5.
14. Microservice Architecture: Aligning Principles, Practices, and Culture / I. Nadareishvili, R. Mitra, M. McLarty, M. Amundsen // Sebastopol, USA: O'Reilly Media, Inc. 2016. 146 p.

Поступила 22.03.2025; принята к публикации 12.05.2025

Информация об авторах

Попцов Павел Вадимович – аспирант, Московский государственный технологический университет «СТАНКИН» (127055, Россия, г. Москва, Вадковский пер., д. 3А), e-mail: ppoptsov@gmail.com

Козлова Александра Владимировна – канд. техн. наук, доцент кафедры автоматизированных систем обработки информации и управления, Московский государственный технологический университет «СТАНКИН» (127055, Россия, г. Москва, Вадковский пер., д. 3А), e-mail: a.kozlova@stankin.ru

DEVELOPMENT OF AN ALGORITHM FOR SELECTING AN API INTEGRATION PATTERN SUITABLE FOR DIFFERENT EXISTING REQUIREMENTS

P.V. Poptsov, A.V. Kozlova

Moscow State University of Technology «STANKIN», Moscow, Russia

Abstract: this article examines the process of integrating information systems and suggests an algorithm for selecting the most relevant pattern within API integration approach, based on customer needs. Interaction through the API architecture is one of the most widespread and universal approaches to the process of organizing data exchange between information systems today, therefore, the development of an algorithm for selecting a technical pattern allows customers to resolve issues that may

arise at the first stages, thereby reducing the risk of building an information exchange architecture that is irrelevant to their tasks. This study analyzes the most relevant integration approaches, as well as API integration patterns. The developed algorithms firstly allow customers to choose the most suitable integration approach for them, and then – a specific pattern (within the API integration approach), based on which they can identify the target architecture of the solution and directly develop integration. The algorithms developed in the study also streamline the approach of customers to choosing technical solutions for integration, defining key selection parameters and the procedure for collecting information on them. As a result, companies can shorten the market analysis stage and not conduct a detailed analysis of all potential parameters that may play a role in setting up integration relations

Key words: information systems integration, API, integration, RPC, integration patterns, Gateway, circuit breaker, Ambassador

References

1. Sandeep M., Chandavarkar B.R. "IoT's communication technologies, data formats, and protocols", survey, *Proc. of Second Int. Conf. on Secure Cyber Computing and Communication (ICSCCC)*, Jalandhar (India), 21 – 23 May 2021, IEEE, pp. 483–488.
2. Designing a RESTFUL Web API // Microsoft. Chapter «Learn. Azure. Architecture Center», available at: <https://learn.microsoft.com/ru-ru/azure/architecture/best-practices/api-design> (date of access: 28.01.2025).
3. Vinoski S. "RPC and REST: dilemma, disruption, and displacement", *IEEE Internet Computing*, 2008, vol. 12, no. 5, pp. 92-95.
4. Bolanowski M., Żak K., Paszkiewicz A. et al. "Efficiency of REST and gRPC Realizing Communication Tasks in Microservice-Based Ecosystems", *New Trends in Intelligent Software Methodologies, Tools and Techniques*, IOS Press Ebook, 2022, pp. 97-108.
5. Kelemen Z. "Airport information system integration by using message broker", *Periodica Polytechnica Transportation Engineering*, 2009, vol. 37(1-2), pp. 15–21.
6. Hussain F., Hussain R., Noye B., Sharieh S. "Enterprise API security and GDPR compliance: design and implementation perspective", *IT Professional*, 2020, vol. 22, no. 5, pp. 81-89.
7. Kozlova A.V., Poptsov P.V. "Formation of methods for selecting the most suitable channel for managing enterprise information systems", *Bulletin of MSTU Stankin (Vestnik MGTU «Stankin»)*, 2024, no. 2 (69), pp. 141–149.
8. Circuit Breaker pattern // Microsoft. Chapter «Learn. Azure. Architecture Center», available at: <https://learn.microsoft.com/en-us/azure/architecture/patterns/circuit-breaker> (date of access: 28.01.2025).
9. Geethika D., Jayasinghe M., Gunarathne Y. et al. "Anomaly detection in high-performance API gateways", *Proc. of Int. Conf. on High Performance Computing & Simulation (HPCS)*, Dublin, Ireland, 2019, pp. 995-1001.
10. Burns B., Oppenheimer D. "Design patterns for container-based distributed systems", USENIX Workshop on Hot Topics in Cloud Computing, 2016, available at: <https://www.semanticscholar.org/paper/Design-Patterns-for-Container-based-Distributed-Burns-Oppenheimer/293259880f015cb01a6aadd60c21e90c82eebcc0> (date of access: 26.01.2025).
11. Conversation Patterns // Enterprise Integration patterns, available at: <https://www.enterpriseintegrationpatterns.com/patterns/conversation/RequestResponse.html> (date of access: 26.01.2025).
12. Cache-Aside Pattern // GeersforGeeks. available at: <https://www.geeksforgeeks.org/cache-aside-pattern/> (date of access: 01.02.2025).
13. Kumar P.K., Agarwal R., Shivaprasad R., Sitaram D., Kalambur S. "Performance characterization of communication protocols in microservice applications", *Proc. of Int. Conf. on Smart Applications, Communications and Networking, SmartNets*, Glasgow (UK), 22 – 24 September 2021, IEEE, pp. 1–5.
14. Nadareishvili I., Mitra R., McLarty M., Amundsen M. "Microservice architecture: aligning principles, practices, and culture", Sebastopol, USA: O'Reilly Media, Inc., 2016, 146 p.

Submitted 22.03.2025; revised 12.05.2025

Information about the authors

Pavel V. Poptsov, graduate student, Moscow State University of Technology «STANKIN» (3A Vadkovsky Lane, Moscow 127055, Russia), e-mail: ppoptsov@gmail.com

Aleksandra V. Kozlova, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Moscow State University of Technology «STANKIN» (3A Vadkovsky Lane, Moscow 127055, Russia), e-mail: a.kozlova@stankin.ru

**МОДЕЛИРОВАНИЕ СТАБИЛИЗИРОВАННОГО ТЕПЛООБМЕНА В ПОТОКЕ
ПРИ ГРАНИЧНОМ УСЛОВИИ ТРЕТЬЕГО РОДА****О.А. Дорохова, И.Л. Батаронов, Т.В. Пашнева, И.М. Семилетов, С.А. Антипов****Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия**

Аннотация: в рамках модели постоянных теплофизических параметров исследовано влияние параметра Z граничного условия третьего рода на характеристики теплопереноса в ламинарном плоском потоке: распределение граничной и среднемассовой температуры и число Нуссельта. Сформулирована одномерная модель теплопереноса в потоке теплоносителя при теплообмене с внешней средой по линейному условию теплового баланса. С использованием локального числа Нуссельта найдено общее решение для распределения температуры. Из него асимптотическим переходом получено решение для стабилизированного режима, зависящее только от двух параметров – стабилизированного числа Нуссельта Nu_Z и параметра N_Z , учитывающего влияние начального участка. С использованием вычислительного эксперимента найдены распределения температур вдоль потока и методом асимптотического разложения получены Nu_Z и N_Z . Установлено, что эти значения не зависят от числа Пекле и определяются только значением параметра Z . Апробация модели по предельным случаям условий первого и второго рода показала хорошее соответствие рассчитанных значений известным в литературе результатам как для плоского, так и для круглого потоков. Построена обобщенная гиперболическая аппроксимация зависимостей Nu_Z и N_Z . Отмечается, что полученные зависимости имеют место и для кругового потока. Указано применение полученных стабилизированных распределений для начального участка теплообмена

Ключевые слова: теплообмен, температурное поле, граничное условие третьего рода, метод конечных элементов

Введение

Традиционно характеристики теплообмена потока теплоносителя (ТН) с внешним тепловым источником (ТИ) рассматриваются либо при условии постоянной температуры ТИ (граничное условие первого рода), либо при однородном потоке тепла из ТИ (граничное условие второго рода) [1-3], что связано с простотой экспериментальной реализации таких условий и теоретического анализа задачи теплопереноса. Однако физически более правильным является граничное условие третьего рода, выражающее собой баланс потоков тепла между ТИ и ТН [1, 3]. В этом условии появляется дополнительный параметр (коэффициент при температуре границы между ТИ и ТН), который для пассивного ТИ имеет отрицательное значение, что соответствует отрицательной обратной связи в задаче теплообмена. Однако для активного ТИ этот коэффициент может быть положительным (образуя положительную обратную связь) [4], или менять знак в зависимости от схемы теплообмена [5]. Этот эффект имеет место как в ламинарном [4], так и в турбулентном [6] режимах течения ТН. В связи с этим представляет интерес исследование влияния указанного параметра на характер распределения температуры в ТН в стабилизированных условиях и на критериальные отношения теплообмена.

Формулировка математической модели

Рассмотрим плоский поток ТН, для удобства расчета, в ламинарном режиме течения, теплоизолированный с одной стороны, а с другой получающий поток тепла от ТИ, описываемый граничным условием третьего рода. Теплофизические свойства ТН будем считать постоянными. Тогда в приведенной безразмерной форме уравнение теплопереноса в ТН имеет вид [4]:

$$\begin{aligned} \text{Re}\psi(\eta)\frac{\partial\Phi}{\partial\xi} &= \left(\frac{\partial^2\Phi}{\partial\xi^2} + \frac{\partial^2\Phi}{\partial\eta^2}\right) \\ 0 \leq \xi \leq \xi_0, \quad 0 \leq \eta \leq 1, \quad (1) \\ \Phi(0, \eta) &= 0 \end{aligned}$$

где Φ – приведенная температура ТН, ξ , η – нормированные координаты вдоль и поперек потока ТН, Re – число Пекле [1], а нормированный профиль скорости ламинарного потока ТН описывается функцией $\psi(\eta) = 6\eta(1 - \eta)$.

Граничное условие теплообмена третьего рода в используемой приведенной форме имеет вид

$$-\frac{\partial\Phi}{\partial\eta}(\xi, 0) = 1 + Z\Phi_0(\xi), \quad 0 < \xi < \xi_0. \quad (2)$$

Здесь $\Phi_0(\xi) = \Phi(\xi, 0)$ – температура границы между ТН и ТИ. Первое слагаемое в правой части равенства (1) соответствует приведенной однородной плотности потока тепла от ТИ, а второе слагаемое с параметром Z специфично

для условия третьего рода. Отметим, что при $Z = 0$ получим условие второго рода, а предел $Z \rightarrow -\infty$ формально соответствует решению при условии первого рода.

Одномерное уравнение теплопереноса в ТН, соответствующее задаче (1), (2), есть [6]:

$$\text{Pe} \frac{d\Phi_m}{d\xi} = 1 + Z\Phi_0, \quad \Phi_m(0) = 0, \quad (3)$$

где Φ_m – среднемассовая температура потока ТН. Для замыкания уравнения (3) необходимо условие, связывающее среднемассовую и граничную температуры потока. Для этой цели обычно используется локальное число Нуссельта [2, 3], которое в используемой нормировке выражается в виде [4]

$$\text{Nu}_\xi = \frac{1 + Z\Phi_0}{\Phi_0 - \Phi_m}. \quad (4)$$

В частности, для условия второго рода ($Z = 0$) уравнение (3) не требует условия (4) и решается тривиально

$$\Phi_m = \frac{\xi}{\text{Pe}}, \quad (5)$$

а равенство (4) определяет число Нуссельта через распределение температуры поверхности. В общем случае с использованием рассчитанного в модели (1-2) распределения Φ_0 температура Φ_m находится интегрированием уравнения (3)

$$\Phi_m(\xi) = \frac{\xi}{\text{Pe}} + Z \int_0^\xi \Phi_0(\xi') d\xi', \quad (6)$$

что определяет число Нуссельта (4).

Отметим, что полученные соотношения используют характерный размер S/L , где S – площадь сечения потока ТН, L – длина периметра с граничным условием третьего рода.

Аналитическое исследование модели

Найдем общее решение уравнения (3) с условием (4). Выражая температуру Φ_0 из уравнения (4)

$$\Phi_0 = \frac{1 + \text{Nu}_\xi \Phi_m}{\text{Nu}_\xi - Z} \quad (7)$$

и исключая её из уравнения (3), получим уравнение теплопереноса в виде

$$\text{Pe} \frac{d\Phi_m}{d\xi} = \frac{\text{Nu}_\xi}{\text{Nu}_\xi - Z} + \frac{Z\text{Nu}_\xi}{\text{Nu}_\xi - Z} \Phi_m. \quad (8)$$

Сделаем здесь замену независимой переменной

$$\zeta = \int_0^\xi \frac{\text{Nu}_{\xi'}}{\text{Nu}_{\xi'} - Z} \frac{d\xi'}{\text{Pe}}. \quad (9)$$

Тогда уравнение (8) сведется к уравнению с постоянными коэффициентами:

$$\frac{d\Phi_m}{d\zeta} = 1 + Z\Phi_m, \quad \Phi_m(0) = 0, \quad (10)$$

решение которого находится непосредственно:

$$\Phi_m = \frac{1}{Z} (e^{Z\zeta} - 1). \quad (11)$$

Подставляя решение (11) в формулу (7), получим распределение температуры границы между ТН и ТИ:

$$\Phi_0 = \frac{1}{\text{Nu}_\xi - Z} + \frac{\text{Nu}_\xi}{Z(\text{Nu}_\xi - Z)} (e^{Z\zeta} - 1). \quad (12)$$

Формулы (9), (11-12) дают общее решение задачи. В частности, при $Z \rightarrow 0$ из (11) получим решение (5), а (12) дает

$$\Phi_0 = \frac{1}{\text{Nu}_\xi} + \frac{\xi}{\text{Pe}}. \quad (13)$$

Для получения решения в стабилизированном режиме теплообмена учтем, что зависимость (4) с увеличением координаты ξ вдоль потока выходит на постоянное асимптотическое значение Nu_Z , которое соответствует стабилизированному режиму теплообмена [1-3]. При $Z = 0$ решение для стабилизированного режима сразу получается из (13):

$$\Phi_{0S} = \frac{1}{\text{Nu}_0} + \frac{\xi}{\text{Pe}}. \quad (14)$$

В общем случае (12) такой переход сделать нельзя ввиду наличия интеграла (9), содержащего эффект «последствия». Для его учёта представим зависимость Nu_ξ в виде

$$\text{Nu}_\xi = \text{Nu}_Z + \varphi(\xi), \quad (15)$$

где функция $\varphi(\xi)$, описывающая число Нуссельта на начальном участке, с ростом координаты ξ экспоненциально убывает до нуля.

Используя формулу (15) в интеграле (9) и выделяя в нем асимптотический член, после подстановки в выражение (12) и несложных алгебраических преобразований получим решение для стабилизированного режима:

$$\Phi_{0s} = \frac{1}{N_Z - Z} + \frac{N_Z}{Z(N_Z - Z)}(e^{Z\xi'} - 1),$$

$$\Phi_{ms} = -\frac{1}{Z} + \frac{N_Z(Nu_Z - Z)}{ZNu_Z(N_Z - Z)}e^{Z\xi'}, \quad (16)$$

$$\xi' = \frac{Nu_Z}{Nu_Z - Z} \xi$$

Здесь N_Z – параметр, описывающий влияние начального участка на асимптотическое распределение температуры (отметим, что в «вырожденном» случае $Z = 0$ имеем $N_0 = Nu_0$).

Решение (16) при $Z > 0$ дает экспоненциально нарастающий профиль температуры, при $Z = 0$ – линейную зависимость, а при $Z < 0$ выходит на постоянное значение $1/|Z|$ (рис. 1). Штриховыми линиями на рис. 1 показаны распределения на начальном участке (12).

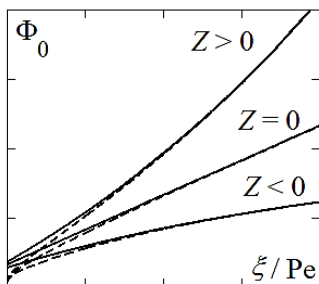


Рис. 1. Качественный вид стабилизированного распределения температуры

Формула (16) представляет общий вид асимптотического распределения температуры при граничном условии третьего рода. Для нахождения явных зависимостей N_Z и Nu_Z был проведен вычислительный эксперимент.

Вычислительный эксперимент

Расчет температурного поля $\Phi(\xi, \eta)$ проводился методом конечных элементов на базе программной платформы Comsol Multiphysics. Для получения асимптотики решения была использована расчетная длина потока $TH \xi_0 = 300$. Расчетная прямоугольная область была покрыта равномерной сеткой из треугольных элементов со стороной 0,02 (за единицу принята толщина протока TH). В результате общее число элементов составило 1 953 440, число узлов сетки 976 671. Относительная точность численного решения выбрана на уровне 10^{-6} .

Тестирование численной модели осуществлялось при значениях $Z = 0$ и $Z \rightarrow -\infty$, для которых известно стабилизированное число Нуссельта $Nu_0 = 2,962$ и $Nu_{-\infty} = 2,43$ [1]. В первом случае при всех использованных значениях числа Пекле воспроизводилась зависимость

(14) и ожидаемое значение числа Нуссельта, во втором случае использованы значения $Z = -20$ и $Z = -40$, при которых найдено асимптотическое приближение вычисленных значений числа Нуссельта к значению 2,43.

Диапазон варьирования параметров задачи составил $Z = -6 \div +6$, $Pe = 250 \div 8000$. Результаты расчета некоторых профилей показаны на рис. 2.

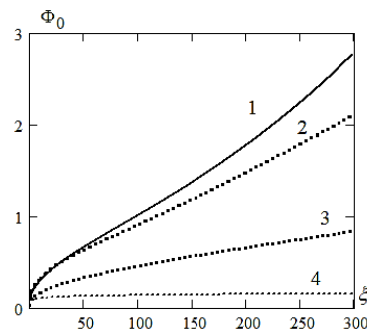


Рис. 2. Рассчитанные распределения температуры границы: 1 – $Pe = 500$, $Z = 1$; 2 – $Pe = 250$, $Z = 0,25$; 3 – $Pe = 2000$, $Z = 1$; 4 – $Pe = 250$, $Z = -6$

Как видно из рисунка, используемая расчетная длина потока не во всех случаях позволяет достигнуть асимптотического решения (16), что, в свою очередь, не дает возможности надежно определить значения N и Nu . Поэтому для последующего анализа были отобраны только те комбинации параметров, при которых расчетные профили имели различные асимптотические участки.

Обсуждение результатов

Для получения значений N и Nu из рассчитанных профилей используем метод асимптотического разложения. Для этого заметим, что асимптотика функции $\varphi(\xi)$ в формуле (15) имеет вид

$$\varphi(\xi) \rightarrow a \exp(-b\xi) \sqrt[3]{Pe/\xi}, \quad (17)$$

что подтверждается построением рассчитанной зависимости (4) в логарифмических координатах. Тогда для локального числа Нуссельта с учетом (15) и (17) можно записать

$$Nu_\xi \rightarrow Nu_Z + a \exp(-b\xi) \sqrt[3]{Pe/\xi}, \quad (18)$$

Следовательно, рассчитав зависимость Nu_ξ по формулам (4), (6) и обрабатывая «хвост» полученного профиля по формуле (18) нелинейным методом наименьших квадратов, мы можем найти значение Nu_Z . Тестирование данного алгоритма проводилось для значения $Z = 0$ и показало хорошее соответствие указанному выше контрольному значению.

Далее, согласно формулам (12), (16), с учетом выражений (15), (17) можно записать асимптотическую формулу

$$(Z\Phi_0(\xi)+1)\exp(-\xi') \rightarrow N_Z + \varphi'(\xi), \quad (19)$$

где функция $\varphi'(\xi)$ также имеет асимптотику вида (17). Тогда с использованием полученного значения Nu_Z по «хвосту» левой части (19) аналогичным (18) способом нетрудно получить значение N_Z . Этот случай также тестировался при $Z = 0$ поскольку $N_0 = Nu_0$.

Анализ значений N и Nu , полученных из всех рассчитанных профилей, показал, что эти значения не зависят от числа Пекле и определяются только параметром Z . Результаты расчета данной зависимости представлены на рис. 3 и рис. 4 кружками.

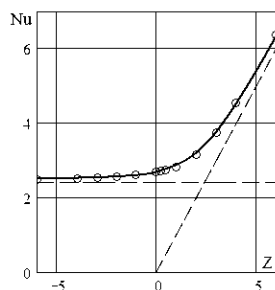


Рис. 3. Зависимость Nu_Z и ее аппроксимация

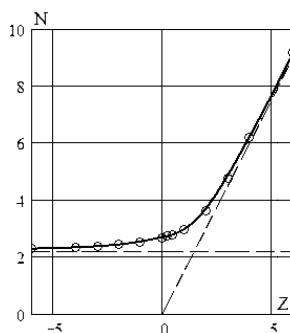


Рис. 4. Зависимость N_Z и ее аппроксимация

Как видно из рис. 3, 4, при $Z \rightarrow -\infty$ имеет место асимптотика $Nu_Z \rightarrow Nu_\infty$, $N_Z \rightarrow N_\infty$, а при $Z \rightarrow +\infty$ соответственно $Nu_Z \rightarrow Z$, $N_Z \rightarrow 1,5Z$, как показано на рис. 3, 4 штриховыми линиями. Для аппроксимации зависимостей с различными правыми и левыми асимптотиками удобно использовать гиперболические формулы общего вида, как показано в [7]. В частности, здесь целесообразно использовать обобщенную гиперболическую аппроксимацию вида

$$(y^n - y_0^n)(y^n - (\nu x)^n) = y_1^n (y_1^n - y_0^n), \quad (20)$$

где y_0 – асимптотическое значение функции при $x \rightarrow -\infty$, y_1 – ее значение при $x = 0$, ν – угловой коэффициент правой асимптотики, а

единственный свободный параметр n подбирается из условия минимизации относительной ошибки аппроксимации. Явный вид зависимости $y(x)$ затем находится из (20) как больший корень квадратного уравнения.

Обработка данных, представленных на рис. 3,4, по формуле (20) дала

– для $y = Nu_Z$: $y_0 = Nu_\infty$, $y_1 = Nu_0$, $\nu = 1$, $n = 0,75$ с ошибкой $\sim 1\%$;

– для $y = N_Z$: $y_0 = 0,9Nu_\infty$, $y_1 = Nu_0$, $\nu = 1,5$, $n = 1$ с ошибкой $\sim 2\%$.

Полученные зависимости изображены на рис. 3,4 сплошными линиями.

Для контроля также был произведен расчет с потоком круглого сечения с теплообменом по всей поверхности, результаты обработки которого совпали с полученными выше.

Заключение

Построенная одномерная модель теплопереноса с теплообменом по граничному условию третьего рода при использовании указанного выше характерного линейного размера потока не зависит от геометрии сечения потока и позволяет найти стабилизированное число Нуссельта непосредственно по его предельным значениям.

Найденные модели распределения температуры для стабилизированного режима позволяют корректно выполнить моделирование начального участка теплообмена [4, 6] путем модификации знаменателя первого члена формулы (16) выражением вида (17).

Литература

1. Кутателадзе С.С. Основы теории теплообмена. М.: Атомиздат, 1979. 416 с.
2. Кутателадзе С.С. Теплопередача и гидродинамическое сопротивление. М.: Энергоатомиздат, 1990. 367 с.
3. Петухов Б.С. Теплообмен и сопротивление при ламинарном течении жидкости в трубах. М.: Энергия, 1967. 412 с.
4. Моделирование распределения температуры на термозlemente при охлаждении ламинарным потоком / О.А. Дорохова, И.Л. Батаронов, Т.А. Надеина, Н.А. Ююкин // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 6. С. 59-68.
5. Дорохова О.А., Батаронов И.Л. Моделирование режима $Q_{\max}$ термозлектрического охлаждающего модуля с ограничением по температуре // Проблемы современной теплоэнергетики: сб. тр. Междунар. науч.-техн. конф. Казань: ООО «Бук», 2024. С. 82-88.
6. Моделирование теплообмена термозлектрического модуля с турбулентным потоком в рамках k- ω модели турбулентности / О.А. Дорохова, И.Л. Батаронов, Т.А. Надеина, Н.А. Ююкин // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2024. Т. 20. № 4. С. 49-59.
7. Бородкин С.В., Батаронов И.Л., Иванов А.В. Аппроксимация теплофизических параметров закритических азота и кислорода // Физико-математическое моделирование систем: материалы XXII Междунар. семинара. Воронеж, 2021. С. 60-69.

Информация об авторах

Дорохова Оксана Андреевна – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: dezhinaksu@mail.ru

Батаронов Игорь Леонидович – д-р физ.-мат. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: i-bataronov@mail.ru

Пашнева Татьяна Владимировна – канд. физ.-мат. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: vmfmm@cchgeu.ru

Семилетов Иван Мстиславович – канд. физ.-мат. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: vmfmm@cchgeu.ru

Антипов Сергей Анатольевич – д-р физ.-мат. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: physics.kaf@cchgeu.ru

**SIMULATION OF STABILIZED HEAT TRANSFER IN A FLOW
UNDER A BOUNDARY CONDITION OF THE THIRD KIND**

O.A. Dorokhova, I.L. Bataronov, T.V. Pashneva, I.M. Semiletov, S.A. Antipov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: within the framework of the model of constant thermophysical parameters, we investigated the influence of the parameter Z of the boundary condition of the third kind on the characteristics of heat transfer in a laminar plane flow: the distribution of the boundary and average mass temperature and the Nusselt number. We formulated a one-dimensional model of heat transfer in a coolant flow during heat exchange with an external medium according to the linear condition of thermal balance. Using the local Nusselt number, a general solution for the temperature distribution is found. We used an asymptotic transition from it to obtain a solution for the stabilized mode, which depends only on two parameters – the stabilized Nusselt number Nu_Z and the parameter N_Z , which takes into account the influence of the initial section. Using a computational experiment, we found temperature distributions along the flow and Nu_Z and N_Z were obtained using the asymptotic expansion method. We established that these values do not depend on the Peclet number and determined only by the value of the Z parameter. Testing of the model for the limiting cases of conditions of the first and second kind showed a good correspondence of the calculated values to the results known in the literature for both flat and circular flows. We constructed a generalized hyperbolic approximation of the Nu_Z and N_Z dependencies. We noted that the obtained dependencies also apply to circular flow

Key words: heat transfer, temperature field, boundary condition of the third kind, finite element method

References

1. Kutateladze S.S. “Fundamentals of heat transfer theory” (“Osnovy teorii teploobmena”), Moscow, Atomizdat, 1979, 416 p.
2. Kutateladze S.S. “Heat transfer and hydrodynamic resistance” (“Teploperedacha i gidrodinamicheskoe soprotivlenie”), Moscow, Energoatomizdat, 1990, 367 p.
3. Petukhov B.S. “Heat transfer and resistance during laminar fluid flow in pipes” (“Teploobmen i soprotivlenie pri laminarnom techenii zhidkosti v trubakh”), Moscow, Energiya, 1967, 412 p.
4. Dorokhova O.A., Bataronov I.L., Nadeina T.A. Yuyukin N.A. “Simulation of temperature distribution on a thermoelectric element during laminar flow cooling”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 6, pp. 59-68.
5. Dorokhova O.A., Bataronov I.L. “Simulation of the $Q_{\max}$ mode of a temperature-limited thermoelectric cooling module”, *Proc. Int. conf.: Problems of Modern Thermal Power Engineering (Problemy sovremennoy teploenergetiki)*, Kazan, 2024, pp. 82-88.
6. Dorokhova O.A., Bataronov I.L., Nadeina T.A. Yuyukin N.A. “Modeling of heat exchange of a thermoelectric module with a turbulent flow in the framework of the $k-\omega$ turbulence model”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2024, vol. 20, no. 4, pp. 49-59.
7. Borodkin S.V., Bataronov I.L., Ivanov A.V. “Approximation of thermophysical parameters of supercritical nitrogen and oxygen”, *Proc. of XXII Int. sem.: Physical and Mathematical Modeling of Systems (Fiziko-matematicheskoe modelirovanie sistem)*, Voronezh State Technical University, 2021, pp. 60-69.

Submitted 03.03.2025; revised 12.05.2025

Information about the authors

Oksana A. Dorokhova, graduate student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: dezhinaksu@mail.ru

Igor' L. Bataronov, Dr. Sc. (Physical and Mathematical), Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: i-bataronov@mail.ru

Tat'yana V. Pashneva, Cand. Sc. (Physical and Mathematical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: vmfmm@cchgeu.ru

Ivan M. Semiletov, Cand. Sc. (Physical and Mathematical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: vmfmm@cchgeu.ru

Sergey A. Antipov, Dr. Sc. (Physical and Mathematical), Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: physics.kaf@cchgeu.ru

Радиотехника и связь

DOI 10.36622/1729-6501.2025.21.2.015

УДК 621.396.962

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ОДНОПОЗИЦИОННЫМ РАЗНОСТНО-ДОПЛЕРОВСКИМ МЕТОДОМ

Ю.О. Пшеничный¹, С.Л. Иванов¹, Ю.В. Литвиненко²

¹Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

²Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: одним из направлений совершенствования систем радиомониторинга является реализация однопозиционного разностно-доплеровского метода местоопределения обнаруженных источников радиоизлучения, основанного на совместной обработке многократных высокоточных измерений частоты сигналов источников радиоизлучения, а также собственных параметров движения носителя аппаратуры радиотехнической разведки. Достоинством указанного метода является возможность решения задач по предназначению с применением относительно простой приёмо-анализирующей аппаратуры радиотехнической разведки. Эффективность местоопределения однопозиционным разностно-доплеровским методом существенно зависит от геометрического фактора, определяемого параметрами изменения взаимного положения носителя и источников радиоизлучения. Это обуславливает возможность оптимизации траектории движения носителя в интересах уменьшения ошибок местоопределения источников радиоизлучения. Путем преобразования неравенства Рао-Крамера получено новое аналитическое выражение для дисперсии ошибки местоопределения наблюдаемого источника радиоизлучения однопозиционным разностно-доплеровским методом. Его анализ позволил сделать вывод, что точность местоопределения повышается при увеличении времени наблюдения и диапазона рабочих частот источника радиоизлучения, уменьшении среднеквадратических погрешностей измерений аппаратурой радиотехнической разведки частоты принимаемых сигналов, а также увеличении угловой скорости вращения линии визирования источника. Методом математического моделирования определены потенциальные показатели точности определения координат источника радиоизлучения, а также проверена правильность полученного выражения для дисперсии ошибки его местоопределения

Ключевые слова: однопозиционная система радиомониторинга, местоопределение источника радиоизлучения, разностно-доплеровский метод, дисперсия ошибки местоопределения, математическая зависимость

Введение

В настоящее время в нашей стране и за рубежом ведутся работы по созданию однопозиционных систем радиомониторинга, реализующих разностно-доплеровский метод определения координат (местопределения) источников радиоизлучения (ИРИ) [1–4]. Его суть заключается в многократном высокоточном измерении с помощью аппаратуры радиотехнической разведки (РТР) подвижного носителя частоты принимаемых радиосигналов, непрерывном измерении с помощью навигационного датчика параметров движения носителя, определении координат и локаторной частоты ИРИ путем совместной обработки формируемых измерений. Основным достоинством указанных систем является возможность решения задач по предназначению с применением относительно

простой и дешевой приёмо-анализирующей аппаратуры РТР на основе слабонаправленной антенны.

Точность местоопределения ИРИ однопозиционным разностно-доплеровским методом существенно зависит от относительного положения источника радиоизлучения в моменты измерения частоты его сигналов. В известных исследованиях оценка точности местоопределения, как правило, выполнялась путем проведения математического имитационного моделирования, либо полунатурного эксперимента. Вместе с тем, в интересах определения потенциальных показателей точности местоопределения ИРИ необходима их аналитическая оценка.

Цель работы

Получение математического выражения, описывающего дисперсию ошибки местоопределения ИРИ однопозиционным разностно-доплеровским методом.

Постановка задачи

Решим задачу получения выражения для дисперсии ошибки местоопределения ИРИ разностно-доплеровским методом в следующей постановке. Пусть с помощью аппаратуры РТР подвижного носителя выполнены обнаружение и селекция сигналов ИРИ с известной постоянной литерной частотой f_0 . Движение носителя аппаратуры РТР осуществляется в плоскости размещения ИРИ. Ошибки определения навигационным датчиком его координат и параметров движения пренебрежимо малы. Прием сигналов аппаратурой РТР выполняется периодически в дискретные моменты времени. Соответствующие этим моментам времени точки размещения носителя показаны на рис. 1, где приняты следующие обозначения: $(x_n; z_n)$ – прямоугольные координаты ИРИ (точка И) в горизонтальной плоскости OX_gZ_g нормальной системы координат (НСК); $(x_k; z_k)$, V , ψ_k – прямоугольные координаты, постоянная скорость и курс носителя (точка Н) в t_k -й дискретный момент времени наблюдения ИРИ; D_k , ε_k , φ_k – дальность до ИРИ, его угол визирования и бортовой пеленг в t_k -й момент времени.

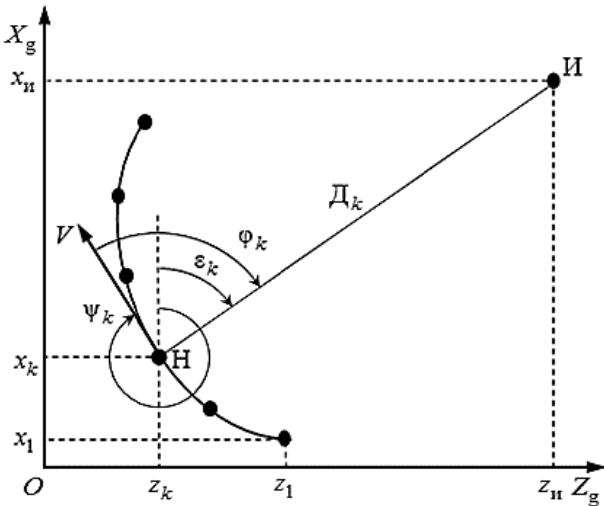


Рис. 1. Геометрия взаимного расположения ЛА и ИРИ

Уравнения, описывающие измерение частоты f_{nk} принятого аппаратурой РТР в t_k -й момент времени радиосигнала, имеют вид

$$f_{nk} = f_k + \Delta f_k = m_k(\mathbf{x}) + \Delta f_k, \quad (1)$$

$$m_k(\mathbf{x}) = f_0 \left(1 + \frac{1}{c} \frac{(x_n - x_k)V_{xk} + (z_n - z_k)V_{zk}}{\sqrt{(x_n - x_k)^2 + (z_n - z_k)^2}} \right), \quad (2)$$

где $\mathbf{x}^T = [x_n \ z_n]$ – вектор неизвестных координат ИРИ; $f_k = m_k(\mathbf{x}) = f_0 + f_d$ – истинное значение частоты принятого сигнала; f_d – частота Доплера; Δf_k – погрешность измерения аппаратурой РТР частоты принятого сигнала, аппроксимируемая центрированной гауссовской величиной с известной дисперсией σ_f^2 ; c – скорость распространения радиоволн; $V_{xk} = V \cos \psi_k$, $V_{zk} = V \sin \psi_k$ – проекции скорости носителя на оси НСК.

Определение компонент вектора $\mathbf{x}$ выполняется методом максимального правдоподобия в соответствии с решающим правилом

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x} \in \mathbf{X}} \left\{ [\mathbf{z} - \mathbf{m}(\mathbf{x})]^T \mathbf{R}_z^{-1} [\mathbf{z} - \mathbf{m}(\mathbf{x})] \right\}, \quad (3)$$

где $\mathbf{X}$ – область возможного положения ИРИ; $\mathbf{z}^T = [z_{n1} \ z_{n2} \ \dots \ z_{nn}]$ – n -мерный ($n \geq 2$) вектор наблюдений; $\mathbf{m}^T(\mathbf{x}) = [m_1(x_n, z_n) \ m_2(x_n, z_n) \ \dots \ m_n(x_n, z_n)]$ – вектор математических ожиданий наблюдений; $\mathbf{R}_z = \sigma_f^2 \mathbf{E}_n$ – корреляционная матрица погрешностей наблюдений; $\mathbf{E}_n$ – единичная матрица размером $(n \times n)$.

Требуется получить математическое выражение, описывающее дисперсию ошибки местоопределения ИРИ, и методом математического моделирования проверить его правильность.

Решение задачи

Как следует из постановки задачи, корреляционная матрица $\mathbf{R}_x$ вектора ошибок определения координат ИРИ $\Delta \mathbf{x} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$, должна удовлетворять неравенству Рао-Крамера [5]

$$\mathbf{R}_x \geq \left(\nabla_{\mathbf{x}} \mathbf{m}(\mathbf{x}) \mathbf{R}_z^{-1} [\nabla_{\mathbf{x}} \mathbf{m}(\mathbf{x})]^T \right)^{-1}, \quad (4)$$

где якобиан вектора математических ожиданий наблюдений аппаратуры РТР по вектору оцениваемых координат ИРИ

$$\nabla_{\mathbf{x}} \mathbf{m}(\mathbf{x}) =$$

$$= \begin{pmatrix} \frac{\partial m_1(x_{\text{и}}, z_{\text{и}})}{\partial x_{\text{и}}} & \frac{\partial m_2(x_{\text{и}}, z_{\text{и}})}{\partial x_{\text{и}}} & \dots & \frac{\partial m_n(x_{\text{и}}, z_{\text{и}})}{\partial x_{\text{и}}} \\ \frac{\partial m_1(x_{\text{и}}, z_{\text{и}})}{\partial z_{\text{и}}} & \frac{\partial m_2(x_{\text{и}}, z_{\text{и}})}{\partial z_{\text{и}}} & \dots & \frac{\partial m_n(x_{\text{и}}, z_{\text{и}})}{\partial z_{\text{и}}} \end{pmatrix} \quad (5)$$

Тогда с учетом выражений (2) и (5), неравенство (4) может быть преобразовано к виду

$$\mathbf{R}_x \geq \frac{\sigma_f^2 c^2}{f_0^2} \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{C} \\ \mathbf{C} & \mathbf{B} \end{bmatrix}^{-1} = \frac{\sigma_f^2 c^2}{f_0^2} \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{B}}{\mathbf{A} \cdot \mathbf{B} - \mathbf{C}^2} & -\frac{\mathbf{C}}{\mathbf{A} \cdot \mathbf{B} - \mathbf{C}^2} \\ -\frac{\mathbf{C}}{\mathbf{A} \cdot \mathbf{B} - \mathbf{C}^2} & \frac{\mathbf{A}}{\mathbf{A} \cdot \mathbf{B} - \mathbf{C}^2} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

в котором

$$\mathbf{A} = \sum_{k=1}^n \frac{[(x_{\text{и}} - x_k)V_{zk} - (z_{\text{и}} - z_k)V_{xk}]^2 (z_{\text{и}} - z_k)^2}{[(x_{\text{и}} - x_k)^2 + (z_{\text{и}} - z_k)^2]^3}, \quad (7)$$

$$\mathbf{B} = \sum_{k=1}^n \frac{[(x_{\text{и}} - x_k)V_{zk} - (z_{\text{и}} - z_k)V_{xk}]^2 (x_{\text{и}} - x_k)^2}{[(x_{\text{и}} - x_k)^2 + (z_{\text{и}} - z_k)^2]^3}, \quad (8)$$

$$\mathbf{C} = -\sum_{k=1}^n \frac{[(x_{\text{и}} - x_k)V_{zk} - (z_{\text{и}} - z_k)V_{xk}]^2 (x_{\text{и}} - x_k)(z_{\text{и}} - z_k)}{[(x_{\text{и}} - x_k)^2 + (z_{\text{и}} - z_k)^2]^3}. \quad (9)$$

Минимально возможное значение дисперсии ошибки местоопределения ИРИ соответствует следу корреляционной матрицы (6)

$$\sigma_r^2 = \text{tr}(\mathbf{R}_x) = \frac{\sigma_f^2 c^2}{f_0^2} \frac{\mathbf{A} + \mathbf{B}}{\mathbf{A} \cdot \mathbf{B} - \mathbf{C}^2}. \quad (10)$$

На первом этапе для уточнения выражения (10) примем $n = 2$. Тогда числитель второго сомножителя в указанном выражении упрощается к виду

$$\mathbf{A} + \mathbf{B} = \left[\frac{(x_{\text{и}} - x_1)V_{z1} - (z_{\text{и}} - z_1)V_{x1}}{(x_{\text{и}} - x_1)^2 + (z_{\text{и}} - z_1)^2} \right]^2 + \left[\frac{(x_{\text{и}} - x_2)V_{z2} - (z_{\text{и}} - z_2)V_{x2}}{(x_{\text{и}} - x_2)^2 + (z_{\text{и}} - z_2)^2} \right]^2 = \omega_1^2 + \omega_2^2, \quad (11)$$

где $\omega_{l(2)} = \dot{\varepsilon}_{l(2)}$ – угловые скорости вращения линии визирования ИРИ в $t_{l(2)}$ -й момент вре-

мени; $\varepsilon_{l(2)} = \arctg \left(\frac{z_{\text{и}} - z_{l(2)}}{x_{\text{и}} - x_{l(2)}} \right)$ – угол визирования ИРИ.

В свою очередь знаменатель второго сомножителя (10) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} \mathbf{A} \cdot \mathbf{B} - \mathbf{C}^2 &= \\ &= \left[\frac{(x_{\text{и}} - x_1)V_{z1} - (z_{\text{и}} - z_1)V_{x1}}{(x_{\text{и}} - x_1)^2 + (z_{\text{и}} - z_1)^2} \right]^2 \times \\ &\times \left[\frac{(x_{\text{и}} - x_2)V_{z2} - (z_{\text{и}} - z_2)V_{x2}}{(x_{\text{и}} - x_2)^2 + (z_{\text{и}} - z_2)^2} \right]^2 \times \\ &\times \frac{[(x_{\text{и}} - x_1)(z_{\text{и}} - z_2) - (x_{\text{и}} - x_2)(z_{\text{и}} - z_1)]^2}{[(x_{\text{и}} - x_1)^2 + (z_{\text{и}} - z_1)^2][(x_{\text{и}} - x_2)^2 + (z_{\text{и}} - z_2)^2]}. \quad (12) \end{aligned}$$

Можно показать, что

$$\begin{aligned} &\frac{[(x_{\text{и}} - x_1)(z_{\text{и}} - z_2) - (x_{\text{и}} - x_2)(z_{\text{и}} - z_1)]^2}{[(x_{\text{и}} - x_1)^2 + (z_{\text{и}} - z_1)^2][(x_{\text{и}} - x_2)^2 + (z_{\text{и}} - z_2)^2]} = \\ &= \sin^2 \left(\arctg \left(\frac{z_{\text{и}} - z_2}{x_{\text{и}} - x_2} \right) - \arctg \left(\frac{z_{\text{и}} - z_1}{x_{\text{и}} - x_1} \right) \right) = \sin^2 (\varepsilon_2 - \varepsilon_1). \quad (13) \end{aligned}$$

Подстановка (11) и (12) с учетом (13) в выражение (10) упрощает его к виду

$$\sigma_r^2 = \frac{\sigma_f^2 c^2}{f_0^2} \frac{\omega_1^{-2} + \omega_2^{-2}}{\sin^2 (\varepsilon_2 - \varepsilon_1)}. \quad (14)$$

Обобщение (14) на случай $n > 2$ измерений, позволяет получить конечное выражение, описывающее дисперсию ошибки местоопределения ИРИ разностно-доплеровским методом,

$$\sigma_r^2 = \frac{\sigma_f^2 c^2}{f_0^2} \frac{\sum_{k=1}^n \omega_k^2}{\sum_{k=1}^{n-1} \sum_{i=k+1}^n \omega_k^2 \omega_i^2 \sin^2 (\varepsilon_i - \varepsilon_k)}. \quad (15)$$

Анализ (14) и (15) показывает, что точность местоопределения ИРИ разностно-доплеровским методом тем выше, чем больше время наблюдения источника, выше рабочий диапазон частот, меньше дисперсия погрешностей измерений аппаратурой РТР частоты принимаемых сигналов, а также больше угловая скорость вращения линии визирования ИРИ.

Это означает, что на эффективность местоопределения существенное влияние оказывает геометрический фактор. Поэтому возможна оптимизация траектории движения носителя в интересах достижения наилучшей точности определения координат наблюдаемого источника радиоизлучения [6].

Проверка полученных результатов

В интересах определения потенциальных показателей точности местоопределения ИРИ однопозиционным разностно-доплеровским методом и подтверждения правильности вывода выражения (15) проведено математическое моделирование процесса сближения носителя аппаратуры РТР с источником радиоизлучения по траектории, изображенной на рис. 2. В качестве исходных принимались следующие данные: время моделирования $T_M = 100$ с; скорость носителя $V = 300$ м/с, временной интервал обновления измерений частоты принимаемых сигналов в аппаратуре РТР $T = t_k - t_{k-1} = 1$ с; литерная частота сигналов ИРИ $f_0 = 10$ ГГц; Среднеквадратическое отклонение (СКО) погрешностей измерения аппаратурой РТР частоты принимаемых сигналов $\sigma_f = 100 \dots 1000$ Гц.

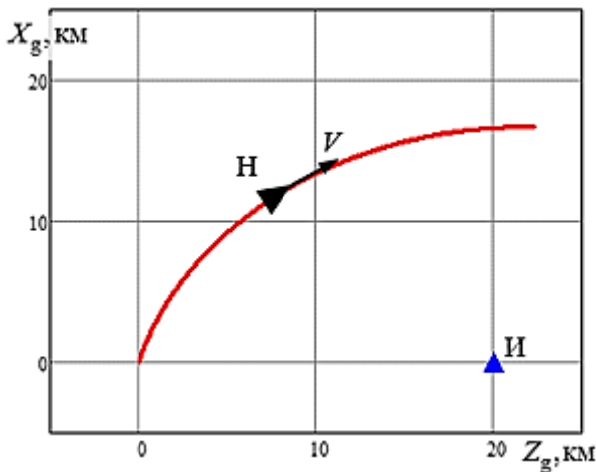


Рис. 2. Траектория движения носителя аппаратуры РТР

Результаты моделирования в виде временных зависимостей ошибок $\Delta x = \hat{x}_и - x_и$ и $\Delta z = \hat{z}_и - z_и$ определения прямоугольных координат ИРИ по правилу (3) представлены на рис. 3 и 4. На рис. дополнительно показаны коридоры «3 сигма», полученные с использованием равенства (4) при $\sigma_f = 100$ Гц (кривые 1) и $\sigma_f = 1000$ Гц (кривые 2).

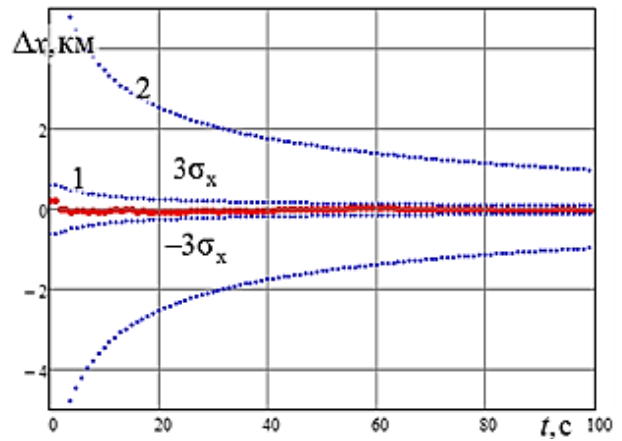


Рис. 3. Ошибка определения координаты $x_и$

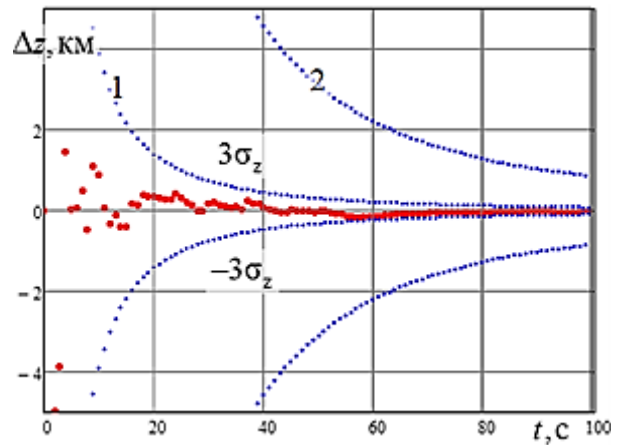


Рис. 4. Ошибка определения координаты $z_и$

На рис. 5 приведено сравнение рассчитанных с использованием формул (10) и (15) значений СКО ошибки местоопределения ИРИ.

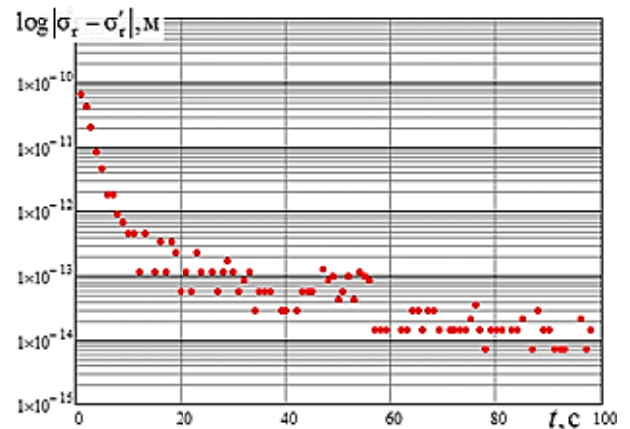


Рис. 5. Сравнение результатов расчета СКО ошибок местоопределения ИРИ

Анализ представленных результатов позволяет сделать вывод о достаточно высокой

точности местоопределения ИРИ однопозиционным разностно-доплеровским методом в рассмотренных условиях. Так, например, в результате регулярного наблюдения ИРИ в течение 20 с (совместной обработки 20 измерений частоты принимаемых сигналов со среднеквадратической ошибкой $\sigma_f = 100$ Гц) СКО ошибки его местоопределения потенциально может быть уменьшено до 3 % от дальности до источника радиоизлучения.

Общее выражение для дисперсии ошибки местоопределения ИРИ разностно-доплеровским методом (15) получено правильно. Различие рассчитанных значений СКО ошибки местоопределения с использованием известной (10) и предлагаемой формул мало и соизмеримо с погрешностью счета системы математического моделирования, использованной в работе.

Выводы

Таким образом, в интересах местоопределения источников радиоизлучения, наблюдаемых аппаратурой РТР движущегося носителя, может быть эффективно использован однопозиционный разностно-доплеровский метод. Точность получаемых при этом оценок координат тем выше, чем больше время наблюдения и выше рабочий диапазон частот ИРИ, меньше дисперсия погрешностей измерений частоты принимаемых сигналов, а также больше угловая скорость вращения линий их визирования.

Представленное выражение для дисперсии ошибки местоопределения ИРИ разностно-доплеровским методом является правильным. Оно может быть использовано при оптимизации траектории движения носителя аппаратуры РТР относительно наблюдаемого ИРИ в инте-

ресах уменьшения ошибок определения его координат.

Литература

1. Патент № 2617830 Российская Федерация, МПК G01S 11/00(2006.01), G01S 11/10(2006.01). Способ пассивной однопозиционной угломерно-разностно-доплеровской локации перемещающегося в пространстве радиоизлучающего объекта и радиолокационная система для реализации этого способа: № 2016113834: заявл. 04.11.2016; опубл. 04.28.2017 / Джигоев А.Л. и др.; заявитель ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи».
2. Патент № 2776078 Российская Федерация, МПК G01S 11/02(2010.01), G01S 11/04(2006.01), G01S 11/10(2006.01). Способ определения координат и параметров движения источников радиоизлучений по измерениям их несущей частоты: № 2021119410: заявл. 07.02.2021; опубл. 07.13.2022 / Антипов В.Н. и др.; заявитель Министерство промышленности и торговли Российской Федерации.
3. Патент № 2815379 Российская Федерация, G01S 5/02 (2010.01). Передвижной радиопеленгатор: № 2023105219: заявл. 06.03.2023; опубл. 13.03.2024 / Гофман Д.Н. и др.; заявитель ФГКОУ ВО «Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) МО РФ.
4. Патент № 0241545 A1 USA, МПК G01S3/4 (2006.01), G01S3/14 (2013.01). Single platform Doppler geolocation: № 14/189.216: заявл. 25.02.2014; опубл. 27.08.2015 / Norman A.L. и др.; заявитель Lockheed Martin Corporation.
5. Траекторная обработка: принципы, способы и алгоритмы / Я. Бар-Шалом, Х.-Р. Ли; пер. с англ. Д.Д. Дмитриева. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011. Ч. 1. 271 с.
6. Меркулов В.И., Миляков Д.А., Чернов В.С. Траекторное управление наблюдением в подвижных пассивных системах воздушного базирования // Журнал радиоэлектроники [электронный ресурс]. 2012. № 11. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/na/12/10/text.html> (дата обращения: 15.04.2025).

Поступила 21.04.2025; принята к публикации 19.05.2025

Информация об авторах

Пшеничный Юрий Олегович – адъюнкт, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), e-mail: b3ntor1m@gmail.com

Иванов Станислав Леонидович – канд. техн. наук, доцент, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), e-mail: st.iv.84@mail.ru

Литвиненко Юлия Владимировна – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: j.v.litvinenko@yandex.ru

POTENTIAL ACCURACY OF RADIO SOURCE LOCATION BY MEANS OF SINGLE-POSITION DIVERSE-DOPPLER METHOD

Yu.O. Pshenichnyy¹, S.L. Ivanov¹, Yu.V. Litvinenko²

¹Military Educational and Scientific Center of the Air Force
«N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia
²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: one of the directions for improving the radio monitoring systems is the implementation of a single-position diverse-Doppler method of the location of the detected sources of radio radiation based on the joint processing of multiple high-precision measurements of the frequency of radio radiation sources, as well as the own parameters of the carrier of the carrier of radio engineering intelligence equipment. The advantage of the indicated method is the ability to solve the tasks of purpose using a relatively simple technique of radio engineering reconnaissance equipment. The effectiveness of the location of the uninterrupted diverse-Doppler method significantly depends on the geometric factor determined by the parameters of changes in the mutual position of the carrier and sources of radio radiation. This determines the possibility of optimizing the trajectory of the media in the interests of reducing the imposition of the location of radio radiation sources. By converting the inequality of the Cramér–Rao bound, a new analytical expression has been obtained for dispersion error of the impression of the observed radio radiation source by a single-positional diverse-Doppler method. Its analysis made it possible to conclude that the accuracy of the location increases with an increase in observation time and the operating frequency range of the radio radiation source, a decrease in the average secondary errors with the equipment of the radio engineering exploration of the frequency of the signals received, as well as an increase in the angular speed of rotation of the source vision line. The method of mathematical modeling determines the potential indicators of the accuracy of determining the coordinates of the radio radiation source, and the correctness of the resulting expression for the dispersion of the error of its location is also checked

Key words: single-positioning radio monitoring system, location of the radio radiation source, diverse-Doppler method, dispersion of location error, mathematical dependence

References

1. Dzhioev A.L. et al. “Method of passive single-position angular difference Doppler locating of a radio-emitting object moving in space and radar system for carrying out the method” (“Sposob passivnoy odnopozitsionnoy uglomerno-raznostno-doplerovskoy lokatsii peremeshchayushchegosya v prostranstve radioizluchayushchego ob"ekta i radiolokatsionnaya sistema dlya realizatsii etogo sposoba”), patent 2617830 of the Russian Federation, publ. 28.04.2017.
2. Antipov V.N. et al. “Method of determining the coordinates and motion parameters of radio emission sources by measuring their carrier frequency” (“Sposob opredeleniya koordinat i parametrov dvizheniya istochnikov radioizlucheniya po izmereniyam ikh nesushchey chastoty”), patent 2776078 of the Russian Federation, publ. 07.13.2022.
3. Gofman D.N. et al. “Mobile radio direction finder” (“Peredvizhnoy radiopelengator”), patent 2815379 of the Russian Federation, publ. 13.03.2024.
4. Norman A.L. et al. “Single platform Doppler geolocation”, patent 0241545 A1 of the USA, publ. 27.08.2015.
5. Bar-Shalom Y., Lee H.-R. “Trajectory processing: principles, methods and algorithms. Part 1”, Bauman Moscow State Technical University, 2011, 271 p.
6. Merkulov V.I., Milyakov D.A., Chernov V.S. “Trajectory surveillance control in the mobile passive airborne systems”, *Radio Engineering (Zhurnal radioelektronika)*, 2012, no. 11, available at: <http://jre.cplire.ru/jre/na/12/10/text.html> (date of access: 15.04.2025)

Submitted 21.04.2025; revised 19.05.2025

Information about the authors

Yuriy O. Pshenichnyy, graduate student, Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Air Force Academy» (54a Starih Bolshevikov str., Voronezh 39064, Russia), e-mail: b3ntor1m@gmail.com
Stanislav L. Ivanov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Air Force Academy» (54a Starih Bolshevikov str., Voronezh 39064, Russia), e-mail: st.iv.84@mail.ru
Yuliya V. Litvinenko, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394026, Russia), e-mail: j.v.litvinenko@yandex.ru

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЮСТИРОВКИ МАГНИТНОЙ ФОКУСИРУЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ПРОТЯЖЕННОГО ТИПА

А.А. Швачко, А.А. Потапов

Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.,
г. Саратов, Россия

Аннотация: в реальных условиях на магнитные фокусирующие системы при сборке лампы бегущей волны целенаправленно воздействуют внешние магнитные поля. Зачастую это осуществляется для того, чтобы корректировать магнитные поля в зазоре фокусирующей системы в тех случаях, когда его конфигурация не соответствует требованиям для осуществления эффективной работы прибора. Такой процесс называется юстировкой и является корректировкой магнитного поля фокусирующей системы без перемагничивания постоянных магнитов. Для создания автоматизированных систем юстировки необходимо создание математической модели юстировки магнитной периодической фокусирующей системы. Ранее была создана математическая модель магнитной периодической фокусирующей системы, которая помимо магнитной учитывала и полюсные наконечники. Данная модель позволяла учитывать индивидуальные особенности каждого отдельного магнита и влияние их на магнитное поле в зазоре полюсных наконечников. В ее основу была положена зарядовая модель расчета магнитного поля. Теперь представляется дальнейшее развитие этой модели: математическая модель, учитывающая влияние каждого магнита в фокусирующей системе, а также внешних магнитных полей корректирующих магнитов на нее. Для моделирования воздействия внешнего магнитного поля использовалось воздействие постоянного магнита секторного типа, прикрепленного к внешней оболочке фокусирующей системы в произвольной точке

Ключевые слова: магнитное поле, магнитная фокусирующая система, математическая модель, постоянный магнит, юстировка, секторный магнит, кольцевой магнит, полюсной наконечник

Введение

Магнитная фокусирующая система является одной из составляющих различных электровакуумных усилительных приборов, работающих в сверхвысокочастотном диапазоне (СВЧ-диапазоне) длин волн. Вне зависимости от типа прибора в которой используется магнитная фокусирующая система. Её главной задачей будет удерживание электронного пучка в заданных геометрических поперечных размерах на протяженном пространстве [1].

Технология сборки магнитной фокусирующей системы включает в себя технологический процесс юстировки, заключающийся в установке дополнительных магнитов на внешнюю часть магнитной системы. К юстировке прибегают в том случае если конфигурация магнитно пол фокусирующей системы не обеспечивает необходимую конфигурацию электронного пучка и не компенсирует должным образом пульсации пучка. Причиной может служить как низкая культура сборки магнитной системы, низкое качество самих магнитов (высокая неоднородность намагничивания и

высокие значения поперечной составляющей магнитного поля), так и отклонения от технологического процесса при изготовлении электронной пушки и других компонент электронно-оптической системы.

В виду сложности моделирования вклада каждого отдельного магнита в суммарное распределение магнитного поля фокусирующей системы, большинство существующих математических моделей фокусирующих систем оперируют лишь с усредненным магнитным полем и не позволяют использовать их для моделирования юстировки [2-7].

Математическая модель

Конструктивно магнитная периодическая фокусирующая система (МПФС) состоит из постоянных магнитов и полюсных наконечников. За счет чередования направления намагниченности последовательно расположенных постоянных магнитов достигается периодичность магнитного поля всей системы. Согласно принципу суперпозиции полей все электромагнитные поля складываются с учетом их направления. В итоге магнитное поле системы можно представить, как

чередующиеся поля кольцевых магнитов $B_{z(magn)}$ и полюсных наконечников $B_{z(pp)}$. Магнитное поле на оси периодической фокусирующей системы в итоге можно описать как:

$$B_z(z) = B_{z1(magn)}(z) + B_{z1(pp)}(z) + \dots + B_{zn(magn)}(z) + B_{zn(pp)}(z). \quad (1)$$

Магнитное поле на оси постоянного магнита (n) в зависимости от его толщины L , внутреннего d и внешнего D диаметров может быть найден согласно выражению:

$$B_{zn(magn)}(z) = \frac{\mu_0 M_n}{2} \left(\frac{2(z-l(n-1))+L}{\sqrt{D^2+(2(z-l(n-1))+L)^2}} - \frac{2(z-l(n-1))-L}{\sqrt{D^2+(2(z-l(n-1))-L)^2}} - \frac{2(z-l(n-1))+L}{\sqrt{d^2+(2(z-l(n-1))+L)^2}} - \frac{2(z-l(n-1))-L}{\sqrt{d^2+(2(z-l(n-1))-L)^2}} \right). \quad (2)$$

Данное выражение позволяет за счет изменения порядкового номера n и расстояния между магнитами l сдвигать заданный магнит относительно первого магнита находящегося в координате «0» на оси x , а изменение координаты z позволяет оценить распределение магнитного поля на его оси.

За основу данной математической модели была взята методика, согласно которой намагниченность какого-либо тела (в данном случае постоянного магнита) представляется как взаимодействие электрических полей плоскостей (по аналогии с конденсатором). В итоге намагниченное тело описывается как взаимодействие положительно и отрицательно заряженных плоскостей, а направление намагниченности можно задать всего-лишь взаимным расположением этих двух плоскостей. МПФС согласно зарядовому представлению приведена на рис. 1.

Конструкцию полюсного наконечника нередко разбивают на две составляющие (см. рис. 1 [8]): центральный диск и втулку (широкую внутреннюю часть). При этом он обладает рядом геометрических параметров (см. рис. 2а [8]): d_p – внешний диаметр полюсного наконечника; d_H – внутренний диаметр полюсного наконечника; d_S – внешний диаметр втулки

наконечника; t – толщина наконечника; t_S – толщина втулки полюсного наконечника.

Зарядовая модель такой системы состоит из размещенных в нейтральных сечениях торцевых магнитов бесконечных магнитомягких плоскостей.

Для упрощения вычислений полюсной наконечник сложной геометрической формы был разбит на 3 объекта базовой формы (рис. 1).

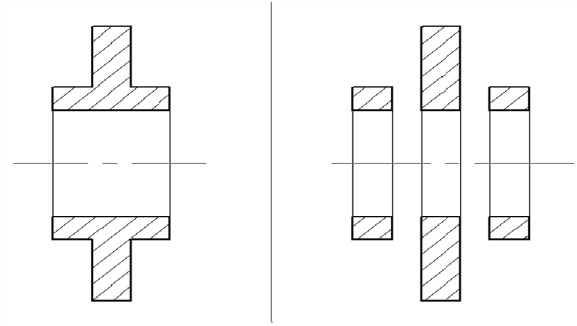


Рис. 1. Схема разделения полюсного наконечника на три независимые части

Данная модель справедлива только в том случае, когда все составляющие полюсного наконечника плотно прилегают к поверхности магнита (данный факт важно отметить, т.к. это условие не выполняется для ряда конструкций магнитных периодических фокусирующих систем). В результате такого разделения поле одного полюсного наконечника образуют 6 заряженных плоскостей, по 2 плоскости на каждый элемент.

$$B_{zn(pp)}(z) = B_{z1(cyl)}(z) + B_{z1(ring)}(z) + B_{z2(ring)}(z) + B_{z2(cyl)}(z). \quad (3)$$

Цилиндрические части наконечника контактируют только с одной плоскостью постоянного магнита, которая описывается лишь одним внутренним диаметром (d), из-за этого при расчете необходимо учитывать лишь один этот геометрических параметр (рассчитываемый в данном случае полюсной наконечник подразумевает плотное прилегание всех его частей к магниту). Положение заряженной плоскости для расчета необходимо привязать к координатам начала ступицы на оси системы (z_H) и координаты её окончания (z_K), а само выражение магнитного поля цилиндрической части полюсного наконечника в итоге будет иметь вид:

$$B_{z1(cyl)}(z) = \frac{\sigma_{cyl} \cdot d}{4} \left[\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{d}{2}\right)^2 + (z - z_k)^2}} - \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{d}{2}\right)^2 + (z - z_n)^2}} \right]. \quad (4)$$

Как следует из уравнения (4), для выполнения расчетов необходимо определить значение плотности магнитных зарядов σ . Плотность магнитных зарядов на поверхности цилиндрической части наконечника определяется параметром $\sigma = Q / Sp$, где Sp – площадь данной части наконечника; Q – величина заряда на его поверхности.

Площадь ступицы полюсного наконечника Sp представляет собой цилиндр и поэтому площадь этого элемента определяется согласно формуле площади цилиндра:

$$Sp_{cyl} = \frac{\pi}{2} (d_s^2 - d_n^2) + \pi \cdot d_s (t_s - t). \quad (5)$$

Величина магнитного заряда цилиндрической части наконечника прямо пропорциональна намагниченности контактирующего с ним кольцевого магнита M . Однако, т.к. с магнитом контактирует только одна заряженная поверхность полюсного наконечника, то необходимо учесть только её. Выражение для заряда на поверхности наконечника:

$$Q_{cyl} = \mu_0 \cdot M \left[\frac{\pi \cdot d_s (t_s - t)}{2} \right]. \quad (6)$$

Расчет цилиндрических частей полюсного наконечника $B_{z1(cyl)}$ и $B_{z2(cyl)}$ осуществляется одинаково, меняется лишь величина намагниченности непосредственно контактирующего магнита.

Также необходимо учесть центральную часть полюсного наконечника. Данная часть наконечника по форме ближе к кольцу. Выражение для определения центральной части полюсного наконечника:

$$B_{z1(ring)}(z) = \frac{\sigma_{cyl}}{2} \left[\frac{z_0 - z_{pp}}{\sqrt{\left(\frac{d}{2}\right)^2 + (z_{pp} - z_0)^2}} - \frac{z_0 - z_{pp}}{\sqrt{\left(\frac{D}{2}\right)^2 + (z_{pp} - z_0)^2}} \right]. \quad (7)$$

Для расчета центральная часть разбивается на 2 компоненты, отличающиеся лишь значением координаты z_{pp} , указывающие на положение относительно двух постоянных магнитов. При этом, так как эта часть наконечника взаимодействует одновременно с двумя кольцевыми магнитами, то для учета такого взаимодействия величины их намагниченностей суммируются (M_1 для намагниченности кольцевого магнита, расположенного слева от полюсного наконечника и M_2 для намагниченности магнита справа):

$$Q_{ring} = \mu_0 \cdot M_1 \left[\frac{\pi}{4} (d_p^2 - d_s^2) \right] + \mu_0 \cdot M_2 \left[\frac{\pi}{4} (d_p^2 - d_s^2) \right], \quad (8)$$

Площадь поверхности центральной части полюсного наконечника представляет собой кольцо, поэтому ее можно оценить согласно формуле:

$$Sp_{ring} = \frac{\pi}{2} (d_p^2 - d_n^2) + \pi \cdot d_p \cdot t. \quad (9)$$

В качестве корректирующего внешнего магнита обычно применяются фрагменты обычных кольцевых магнитов, которые просто приклеивают на внешнюю сторону фокусирующей системы в том месте, где необходимо осуществить коррекцию магнитного поля на оси. Наиболее близким с точки зрения аналогий является секторный радиально намагниченный постоянный магнит, магнитное поле которого можно определить из выражения:

$$B_{z(segment)}(z) = \frac{\mu_0 M \varphi}{4\pi} \left[\frac{\frac{d}{\sqrt{d^2 + (L - 2(z - l(n-1)))^2}} - \frac{d}{\sqrt{d^2 + (L + 2(z + l(n-1)))^2}}}{D} - \frac{D}{\sqrt{D^2 + (L - 2(z - l(n-1)))^2}} + \frac{D}{\sqrt{D^2 + (L + 2(z + l(n-1)))^2}} \right] + \frac{\mu_0 M \varphi}{4\pi} \left[\ln \frac{F(D, L - 2z)}{F(D, L + 2z)} - \ln \frac{F(d, L + 2z)}{F(d, L - 2z)} \right], \quad (10)$$

в котором

$$F(D, L \pm 2z) = D + \sqrt{D^2 + (L \pm 2(z - l(n-1)))^2}, \quad (11)$$

$$F(d, L \pm 2z) = d + \sqrt{d^2 + (L \pm 2(z - l(n-1)))^2}, \quad (12)$$

где D – внешний диаметр магнита,

d – внутренний диаметр магнита,

L – толщина секторного магнита в аксиальном направлении,

φ – угол его раствора в радианах.

Намагниченность секторного магнита с учетом магнитного момента m и его объема V рассчитывалась по формуле

$$M_{\varphi} = \frac{m \cdot \varphi}{2 \cdot V \cdot \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right)}. \quad (13)$$

Характер взаимодействия корректирующего магнита с фокусирующей системой носит тот же характер, что и взаимодействие полюсного наконечника с кольцевым магнитом, т.е. его можно описать на основе принципа суперпозиции полей:

$$B_z(z) = B_{z(magn)}(z) + B_{z(pp)}(z) + B_{z(segment)}(z) \quad (14)$$

Воздействие корректирующего магнита в рамках предложенной математической модели распространяется и на соседние кольцевые магниты.

Необходимо отметить, что юстровка магнитной системы в большей степени нацелена на корректировку поперечной компоненты магнитного поля, нежели на продольную компоненту. При этом во время

юстировки магнитной системы не происходит существенная коррекция продольной компоненты магнитного поля, а вся коррекция сводится к лишь небольшому изменению для уменьшения величины токооседания электронов пучка на замедляющую систему.

Заключение

Разработанная математическая модель дает возможность учитывать влияние каждого магнита на общее магнитное поле магнитной периодической фокусирующей системы, включая полюсные наконечники. Представленная математическая модель позволяет учитывать влияние секторных магнитов, расположенных снаружи фокусирующей системы. Детальность приведенной модели дает возможность в будущем автоматизировать этот процесс и таким образом повысить качество собираемых элементов ламп бегущей волны и прочих приборов основанных на воздействии магнитного поля.

Литература

1. Miller R. An introduction to the physics of intense charged particle beam. Springer Science & Business Media. 2012. 350 p.
2. Chang K.K.N. Optimum Design of Periodic Magnet Structures For Electron Beam Focusing. RCA Rev. Vol. 6. No 1. 1955. pp.65-81.
3. Asymptotic boundary conditions for the finite element modeling of axisymmetric period permanent magnet structures / Q. Hu [et al.] // 2017 Eighteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC). IEEE. 2017. pp.1-2.
4. Царев В.А. Магнитные фокусирующие системы электровакуумных микроволновых приборов О-типа: учебное пособие. Саратов: Новый ветер, 2010. 351 с.
5. Мельников Ю.А., Спиридонов Р.В. Расчет и нормирование параметров магнитов из материалов с редкоземельными металлами и магнитных систем на их основе. Серия 1. Электроника СВЧ. Выпуск 6 (1624). 1991. 67 с.
6. 3D symmetric computation algorithm with finite element method for permanent magnet focusing system / W. Chen [et al.] // 2016 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC). IEEE. 2016. pp. 1-2.
7. Bittanti S., Colaneri P. Periodic systems: filtering and control. Springer Science & Business Media. 2009. p. 407.
8. Швачко А.А., Захаров А.А. Математическая модель магнитных периодических фокусирующих систем с учетом полюсных наконечников // Радиотехника. 2019. Т. 83. № 8(12). С. 30-34.

Информация об авторах

Швачко Александр Алексеевич – канд. техн. наук, доцент, Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А. (410054, Россия, г. Саратов, ул. Политехническая, 77), ORCID: 0000-0001-6633-0975, e-mail: alexandr1899@gmail.com

Потапов Андрей Андреевич – аспирант, Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А. (410054, Россия, г. Саратов, ул. Политехническая, 77), ORCID: 0000-0002-5750-0618, e-mail: potapov_andrey13@mail.ru

MATHEMATICAL MODEL OF ALIGNMENT MAGNETIC FOCUSING SYSTEM OF THE EXTENDED TYPE

A.A. Shvachko, A.A. Potapov

Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov, Russia

Abstract: in real conditions, external magnetic fields purposefully affect magnetic focusing systems when assembling a running wave lamp. Often this is done in order to corrupt magnetic fields in the clearance of the focusing system in cases where its configuration does not meet the requirements for the efficient operation of the device. Such a process is called justing and is the adjustment of the magnetic field of the focusing system without lumbering of constant magnets. To create automated usual systems, it is necessary to create a mathematical model for using a magnetic periodic focus system. Previously, a mathematical model of a magnetic periodic focusing system was created, which, in addition to magnetic, took into account the pole tips. This model made it possible to take into account the individual characteristics of each individual magnet and their influence on the magnetic field in the gap of pole tips. It was based on a charge of a magnetic field calculation model. Now the further development of this model seems to be: a mathematical model that takes into account the influence of each magnet in the focusing system, as well as external magnetic fields of corrective magnesium on it. To simulate the effects of the external magnetic field, the effect of a constant sector -type magnet was used, attached to the outer shell of the focusing system at an arbitrary point

Key words: magnetic field, magnetic focusing system, mathematical model, constant magnet, alignment, sector magnet, ring magnet, pole tip

References

1. Miller R. "An introduction to the physics of intense charged particle beams", Springer Science & Business Media, 2012, 350 p.
2. Chang K.K.N. "Optimum design of periodic magnet structures for electron beam focusing", *RCA Rev*, 1955, vol. 6, no. 1, pp. 65-81.
3. Hu Q. et al. "Asymptotic boundary conditions for the finite element modeling of axisymmetric period permanent magnet structures", *2017 Eighteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, IEEE, pp. 1-2.
4. Tsarev V.A., Spiridonov R.V. "Magnetic focusing systems of O-type vacuum microwave devices" ("Magnitnye fokusiruyushchie sistemy elektrovakuumnykh mikrovolnovykh priborov O-tipa"), Saratov: Novyy veter, 2010, 352 p.
5. Mel'nikov Yu.A., Spiridonov R.V. "Calculation and standardization of parameters of magnets made of materials with rare earth metals and magnetic systems based on them. Series 1", *Microwave Electronics (Elektronika SVCh)*, 1991, issue 6 (1624), 67 p.
6. Chen W. et al. "3D symmetric computation algorithm with finite element method for permanent magnet focusing system", *2016 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, IEEE, pp. 1-2.
7. Bittanti S., Colaneri P. "Periodic systems: filtering and control", Springer Science & Business Media, 2009, 407 p.
8. Shvachko A.A., Zakharov A.A. "Mathematical model of magnetic periodic focusing systems taking into account pole pieces", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2019, vol. 83, no. 8(12), pp. 30-34.

Submitted 07.03.2025; revised 28.04.2025

Information about the authors

Aleksandr A. Shvachko, Ph.D. (Tech.), associate Professor, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (77 Politechnicheskaya str., Saratov 410054, Russia), e-mail: alexandr1899@gmail.com, ORCID: 0000-0001-6633-0975

Andrey A. Potapov, graduate student, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (77 Politechnicheskaya str., Saratov 410054, Russia), e-mail: potapov_andrey13@mail.ru, ORCID: 0000-0002-5750-0618

АНТЕННА НА ОСНОВЕ МЕТАМАТЕРИАЛА ДЛЯ СКАНИРОВАНИЯ СЕКТОРА ПРОСТРАНСТВА

А.В. Останков¹, Е.Г. Хрипунов²

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²АО «Воронежский научно-исследовательский институт “Вега”», г. Воронеж, Россия

Аннотация: для сканирования в ограниченном угловом секторе пространства разработана низкопрофильная антенна вытекающей волны на основе полуволнового интегрированного в подложку волновода. Излучающий раскрыв антенны сформирован из элементарных отрезков левосторонней линии передачи. Левосторонний характер элементарных отрезков со щелями на проводящей стенке волновода в виде комплементарного резонатора с разрезными кольцами способствует излучению в области, противоположной направлению распространения первичной волны возбуждения. Синтез элементарного отрезка линии передачи выполнен путем оптимизации его дисперсионных характеристик, рассчитываемых на основе зависимостей от частоты S -параметров отрезка, полученных при трехмерном полноволновом электромагнитном моделировании. Показано, что синтез элементарного отрезка может быть существенно ускорен при оптимизации дисперсионных характеристик по эквивалентной схеме замещения отрезка, параметры которой устанавливаются на основе электромагнитного моделирования. Установлено, что диаграмма направленности разработанной антенны сканирует в угловом секторе 48 градусов при изменении частоты первичной волны возбуждения от 7.2 до 7.9 ГГц. Определена оптимальная длина излучающего раскрыва антенны, составившая менее шести длин волн в свободном пространстве. Коэффициент усиления разработанной антенны в рабочей полосе частот составляет от 10.4 до 12.5 дБ, общая эффективность – не менее 55 %. Экспериментальное исследование частотных характеристик макета антенны подтвердило достоверность данных, полученных при полноволновом электромагнитном моделировании

Ключевые слова: антенна вытекающей волны, HMSIW, левосторонняя линия передачи, CSRR, дисперсионная характеристика, диаграмма направленности

Введение

Антенны вытекающей волны (АВВ) реализуются на основе излучающих линий передачи и могут быть однородными, периодическими, композитными [1]. Если однородные АВВ формируют основной лепесток диаграммы направленности (ДН) только в направлении распространения волны возбуждения, то остальные типы АВВ способны обеспечивать частотное сканирование в угловом секторе, противоположном направлению волны возбуждения. По этой причине они чаще используются в системах связи, радиолокации, радиозондирования, а также радиоканальных охранных систем сантиметрового и миллиметрового диапазонов.

Композитные АВВ отличаются от периодических наличием последовательно-распределенной ёмкости по длине отрезка линии передачи. И если для периодических АВВ длина отрезка сопоставима с длиной волны в линии, то для композитных АВВ она, как правило, не превышает четверти длины волны. Эти отличия определяют разницу в режимах излучения антенн: у периодических излучение осуществляется на пространственной гармонике спектра рассеяния волны возбуждения (чаще «минус»

первой), у композитных антенн – на основной моде линии передачи [2].

При одностороннем возбуждении излучающего раскрыва периодической или композитной антенны проявляется дифракция Брэгга или эффект нормали, заключающийся в значительном падении эффективности излучения в направлении поперечного излучения [3]. Для композитных АВВ эффект нормали может быть устранён за счёт уравнивания последовательных и параллельных резонансов в элементарном отрезке излучающей линии передачи на частоте перехода [4-5]. В случае периодических АВВ также существуют подходы к подавлению полосы заграждения в окрестности направления поперечного излучения [6-12].

Для реализации излучающего раскрыва АВВ используются линии передачи в виде металлических прямоугольных волноводов [13], планарных диэлектрических волноводов с решёткой, размещённой в объёме его поля [14, 15], микрополосковых линий [16], копланарных волноводов [17] и т.п. Однако в последнее десятилетие разработчики АВВ сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн особое внимание уделяют технологии интегрированного в подложку волновода (substrate integrated waveguide, SIW) [18]. Излучающие линии на основе SIW просты в изготовлении, обладают

низкопрофильной конструкцией и малыми значениями тангенса угла потерь подложки.

Если при работе радиосистемы предполагается частотное сканирование в угловом секторе менее 90 градусов, то остальные угловые направления, дополняющие до 180 градусов, могут стать источниками помех и шумов в режиме приема. Для снижения шумовой температуры антенны придется сформировать в антенной системе дополнительную цепь фильтрации или отказаться от использования периодической АБВ, например, в пользу однородной АБВ с продольной щелью. Дополнительная цепь фильтрации может заметно усложнить антенную систему, а параметры однородной антенны в отличие от периодической АБВ, как правило, более сложны в настройке. Таким образом, в настоящее время актуальным является создание компактной периодической АБВ, предназначенной для работы в микроволновом диапазоне и обеспечивающей частотное сканирование ДН только в одном (обратном или прямом) направлении по отношению к источнику первичной волны возбуждения.

Реализация элементарного отрезка излучающего раскрыва АБВ

Для реализации элементарного отрезка излучающей линии передачи АБВ предпочтение отдано полуволновому интегрированному в подложку волноводу – half-mode SIW (HMSIW) [19]. HMSIW (рис. 1, а) может быть получен путем усечения обычного SIW по продольной оси (рис. 1, б) с последующим расширением диэлектрической подложки в сторону, противоположную от металлизированной верхней стенки. Это возможно благодаря тому, что толщина подложки мала по сравнению с длиной волны, поддерживаемой волноводом, а ориентация напряженности магнитного поля практически перпендикулярна плоскости раскрыва, которую можно считать эквивалентной магнитной стенкой. В [19] установлено, что в HMSIW могут распространяться только квази- $TE_{m-0,5,0}$ ($m=1,2,\dots,n$) моды, которые обладают распределениями, аналогичными основной TE_{10} моде SIW. Поэтому проектирование HMSIW осуществляется на основе теории распространения волн в металлических волноводах и начинается с поиска его ширины.

В качестве излучающей щели, размещаемой на верхней проводящей стенке отрезка HMSIW, которая одновременно будет выполнять и фильтрующие свойства в области прямого излучения, предлагается использовать

комплементарный резонатор с разрезными кольцами (complementary split ring resonator, CSRR, рис. 1, в). По своей природе такие резонаторы представляют собой классические (левосторонние) метаматериалы. Линейка излучающих элементов из периодически размещенных в линии передачи CSRR-элементов и возбуждаемая поляризованной волной, способна препятствовать излучению в окрестности резонансной частоты (f_0) CSRR. Эта особенность интерпретируется как проявление свойств левосторонней периодической среды с отрицательной магнитной и диэлектрической проницаемостями около частоты f_0 и выше нее. Так как CSRR размещен на металлической стенке HMSIW, то меняющееся во времени электрическое поле волны возбуждения с силовыми линиями, параллельными оси колец, наводит в них электродвижущую силу, способствующую протеканию магнитных токов в кольцах. С учетом этого CSRR может быть представлен схемой замещения в виде LC -контура, резонансная частота которого регулируется за счет изменения его конструктивных размеров [20].

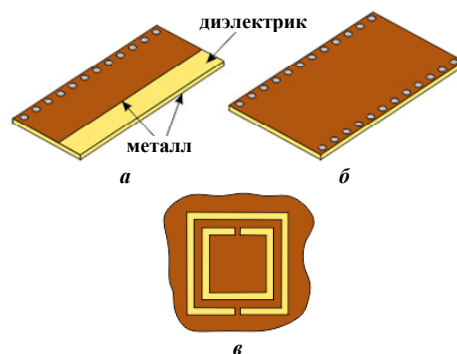


Рис. 1. HMSIW (а), SIW (б), CSRR (в)

Для реализации элементарного отрезка левосторонней линии передачи (ЭОЛЛП) на HMSIW (рис. 2) использована печатная плата RO4003C производства компании «Rogers» толщиной $h=0.508$ мм. Ее подложка обладает относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=3.38$ и тангенсом угла диэлектрических потерь 0.0027. Длина ЭОЛЛП или период его повторения в раскрыве АБВ (p) должны соответствовать длине волны в линии передачи на частоте (f_0) перехода. Ширина (g_{hmsiw}) открытой части диэлектрической подложки HMSIW, имеющей нижнюю металлизацию, определяется по критерию минимума коэффициента рассеяния или максимума усиления антенны в направлении главного лепестка ДН. Для обеспечения эффективности излучения

АВВ на частотах ниже частоты перехода (f_0), а также устранения эффекта нормали необходима балансировка излучающего CSRR-элемента (поиск наилучших значений A, W, F, G, S_h) в соответствии с изложенной ниже методикой.

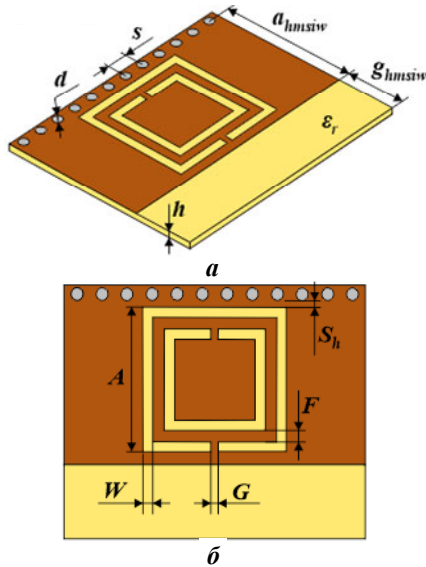


Рис. 2. ЭОЛПП на основе HMSIW: а) общий вид и основные размеры HMSIW, б) параметры CSRR

Балансировка ЭОЛПП за счет оптимизации дисперсионных характеристик

Для балансировки или параметрического синтеза ЭОЛПП может быть использована известная методика [4, 21, 22] оптимизации дисперсионных характеристик композитных право/левосторонних структур. Методика предполагает подбор таких параметров отрезка линии передачи, при которых на частоте балансировки (f_0) обеспечивается нулевое значение постоянной фазы (β) поддерживаемой отрезком волны при минимально возможном ее затухании (α) в максимальной полосе частот вблизи частоты балансировки. Применительно к случаю применения чисто левосторонней линии передачи требование минимизации затухания на частоте балансировки и выше – в области прямого излучения – сохраняется, однако, при использовании совокупности таких отрезков оно перестает выполняться.

В программе «CST Microwave Studio», позволяющей выполнять трехмерное полноволновое электромагнитное моделирование, создана модель, учитывающая все физические размеры и параметры сред ЭОЛПП. Расчеты выполнены в частотной области, что оказалось значительно быстрее, чем в вычислителе собственных мод. Возбуждение элементарного от-

резка обеспечивалось с помощью волноводных портов на его периферии. Дисперсионные кривые – зависимости от частоты постоянной фазы (β) и затухания (α) поддерживаемой ЭОЛПП волны (рис. 3) – получены путем подстановки предварительно найденных частотных характеристик S -параметров в выражения [22]:

$$\left\langle \frac{\beta \cdot p}{\pi} \right\rangle = \text{Re} \left[\left\langle \arccos \left(\frac{1 - S_{11} \cdot S_{22} + S_{12} \cdot S_{21}}{2\pi S_{21}} \right) \right\rangle \right] \quad (1)$$

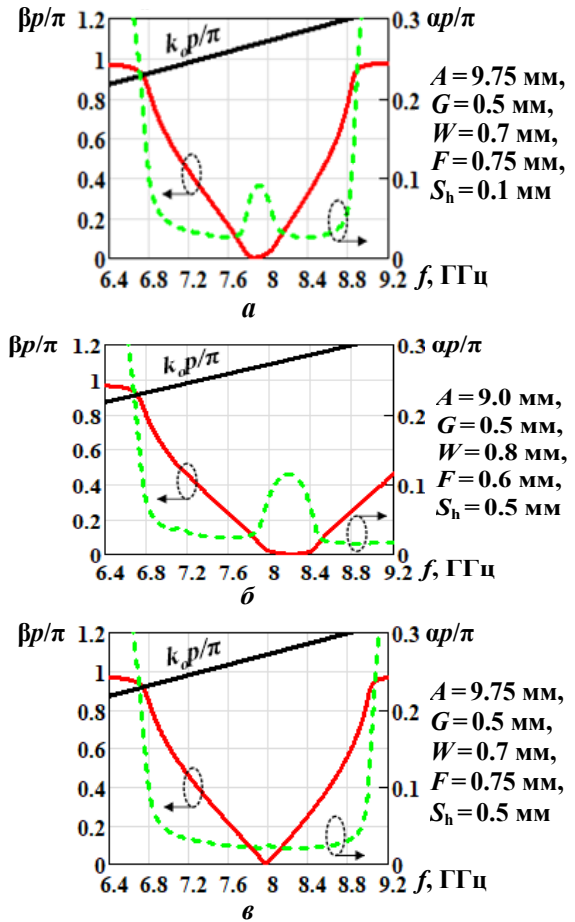


Рис. 3. Дисперсионные характеристики ЭОЛПП: а), б) при отсутствии балансировки; в) в сбалансированном состоянии

Частота балансировки ЭОЛПП (f_0) взята равной 8 ГГц. Как видно из рис. 3, а, б, у несбалансированных ЭОЛПП на частоте f_0 и в ее окрестности постоянная затухания (α) сравнительно велика, что говорит о потере АВВ излучательной способности (наличии полосы заграждения), в том числе из-за дифракции Брэгга. По мере увеличения параметра A CSRR-элемента и S_h ЭОЛПП происходит уменьшение полосы заграждения. Когда размеры CSRR и в целом отрезка соответствуют указанным на рис. 3, в, ЭОЛПП сканирует ДН в сплошном секторе, включающим направление нормали на

частоте перехода. При этом значения постоянной затухания (α) в отрезке линии на частотах от 7.0 до 8.9 ГГц относительно малы.

Заметим, что дисперсионные кривые позволяют оценить предполагаемые частоты и угловой сектор сканирования, а также эффективность излучения АБВ, определяемую отношением излученной мощности к мощности введенной в отрезок волны. Однако дисперсионные кривые не дают оценки общей эффективности периодической АБВ. Оценить излучательную способность АБВ, состоящей из различного числа ЭОЛП, в которых влияние дифракции Брэгга предположительно сведено к минимуму (рис. 3, в), можно на основе частотных характеристик коэффициентов передачи S_{21} и отражения S_{11} совокупности ЭОЛП (рис. 4), полученных при трехмерном полномолновом электромагнитном моделировании.

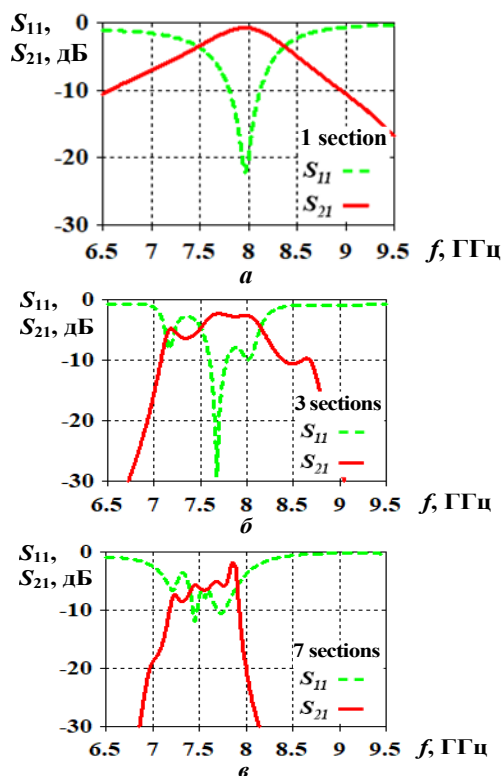


Рис. 4. Частотные характеристики коэффициентов передачи S_{21} и отражения S_{11} излучающего раскрыва при разном числе ЭОЛП в его составе

С увеличением длины раскрыва (рис. 4) рабочая полоса частот АБВ в области обратного излучения ($f < f_0$) уменьшается, что согласуется с общей теорией цепей. Действительно, при каскадном соединении однотипных звеньев его эквивалентная частотная полоса пропускания сужается. При этом вблизи частоты перехода ($f \approx f_0$) и выше нее реализуется полоса

заграждения. Таким образом, благодаря свойству периодической последовательности ЭОЛП ограничивать излучение волны около и выше частоты перехода излучающий раскрыв АБВ проявляет фильтрующие свойства.

Синтез ЭОЛП по эквивалентной схеме

Помимо балансировки ЭОЛП с использованием трехмерного полномолнового электромагнитного моделирования в программе «CST Microwave Studio» вполне возможен параметрический синтез этого же отрезка с помощью его эквивалентной схемы в программе «AWR Microwave Studio». Дисперсионная характеристика отрезка в этом случае оптимизируется за счет подбора параметров сосредоточенных электронных компонентов, соответствующих конструктивным элементам ЭОЛП. В частности, присутствие последовательной индуктивности L_{hmsiw} в эквивалентной схеме отрезка на рис. 5 связано с наличием в отрезке верхней проводящей стенки HMSIW, а ее величина пропорциональна периоду следования (p) или длине отрезка. Величина емкости C_{hmsiw} зависит от типа используемой подложки в HMSIW и определяется ее относительной диэлектрической проницаемостью (ϵ_r) и толщиной (h). Наличие индуктивности L_{vias} обусловлено присутствием в конструкции HMSIW переходных металлизированных отверстий и ее величина зависит от их диаметра и количества. Размеры CSRR (A, W, F, G) определяют параметры электронных компонентов параллельного контура $L_{CSRR}-C_{CSRR}$. Для имитации связи между HMSIW и CSRR на его верхней стенке, определяемой параметром S_h , в схему замещения на рис. 5 введена дополнительная емкость C_{comm} . Значения сопротивлений $R_{eq(se)}$ и $R_{eq(sh)}$ зависят от эквивалентного активного последовательного и соответственно параллельного сопротивления отрезка.

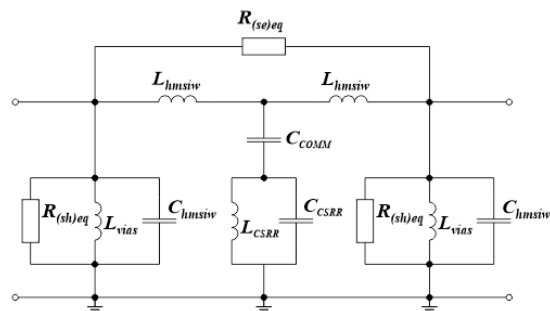


Рис. 5. Эквивалентная схема ЭОЛП на основе HMSIW

Начальные параметры сосредоточенных электронных компонентов эквивалентной схемы определяются на основе частотных характеристик S -параметров ЭОЛЛП, получаемых при моделировании в программе «CST Microwave Studio». Оптимизация параметров выполняется с использованием эквивалентной схемы в «AWR Microwave Studio». На основе найденных параметров компонентов схемы определяются размеры соответствующих конструктивных элементов ЭОЛЛП. Заметим, что при вариации параметров сосредоточенных компонентов эквивалентной схемы расчет постоянной фазы (β) также производится на основе S -параметров, однако, последние определяются непосредственно по эквивалентной схеме. Основным критерием оптимизации эквивалентной схемы ЭОЛЛП являлся резкий переход дисперсионной характеристики на заданной частоте (f_0). Для дополнительного описания ЭОЛЛП допускается использование волнового импеданса Блоха (Z_B) [23], рассчитываемого подстановкой тех же S -параметров в соотношение:

$$Z_B = \pm Z_0 \cdot \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}}, \quad (2)$$

где Z_0 – характеристический импеданс линии передачи.

Такой подход к параметрическому синтезу ЭОЛЛП, отличающийся совместным использованием двух программных средств, позволяет существенно сократить временные затраты на разработку. Связано это с тем, что оптимизация параметров ЭОЛЛП по его эквивалентной схеме выполняется гораздо быстрее, чем при трехмерном полномасштабном электромагнитном моделировании.

В процессе перебора параметров элементов C_{CSRR} , L_{CSRR} и C_{COMM} эквивалентной схемы, определяющих размеры резонатора (A, W, F, G) и его положения (S_h) на стенке волновода, анализировалось их влияние на дисперсионную характеристику $\beta \cdot p/\pi$ и частотную зависимость действительной части $Re(Z_B(f))$ волнового импеданса Блоха.

На рис. 6, а приведена дисперсионная характеристика сбалансированного ЭОЛЛП, полученная подстановкой рассчитанных по эквивалентной схеме в «AWR Microwave Studio» частотных характеристик S -параметров. В таком режиме $Re(Z_B(f))$ на частотах от 7.0 до 8.0 ГГц принимает значения от 40 до 60 Ом.

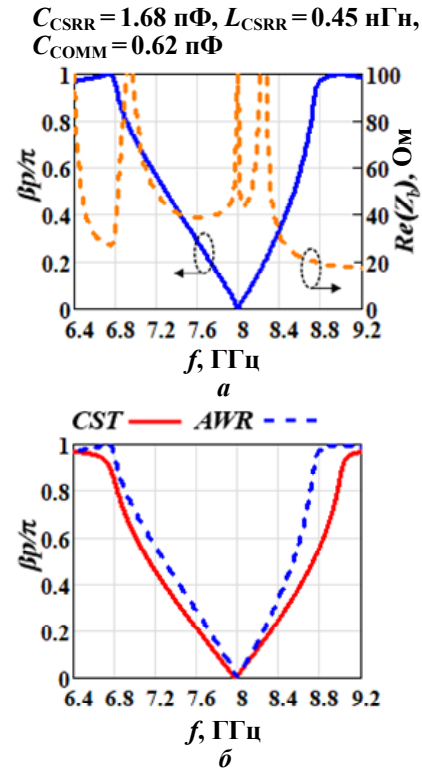


Рис. 6. Дисперсионная характеристика и частотная зависимость волнового импеданса Блоха ЭОЛЛП, полученные по эквивалентной схеме: а) в сбалансированном состоянии; б) сравнение результатов CST и AWR

Как видно из рис. 6, б, дисперсионная кривая, полученная при моделировании в «CST Microwave Studio» с учетом всех реальных физических размеров ЭОЛЛП, а также рассчитанная с помощью эквивалентной схемы в «AWR Microwave Studio», весьма схожи. Имеющиеся различия между ними можно объяснить тем, что во втором случае не учитывается наличие физически существующей магнитной стенки.

Реализация излучающего раскрыва АВВ и выбор его оптимальной длины

Как у остальных типов подобных АВВ раскрыв (рис. 7) реализуется в виде каскадного периодического соединения сбалансированных ЭОЛЛП. Анализ дисперсионных характеристик отрезка и оценка частотных характеристик S -параметров излучающего раскрыва с различным числом ЭОЛЛП показывают, что антенна способна излучать с относительно высокой эффективностью в диапазоне от 7 до 8 ГГц.

Для ввода первичной волны возбуждения в излучающий раскрыв АВВ, согласования с ее источником и подключения 50-омной нагрузки предназначены два микрополосковых перехода, расположенных на обеих сторонах периферии раскрыва [24]. Переходы включают 50-омные микрополосковые линии и конусные четверть-

волновые трансформаторы, подключаемые к верхней стенке HMSIW. Размеры переходов, длина излучающего раскрыва АВВ и основные параметры ЭОЛПП приведены в табл. 1.

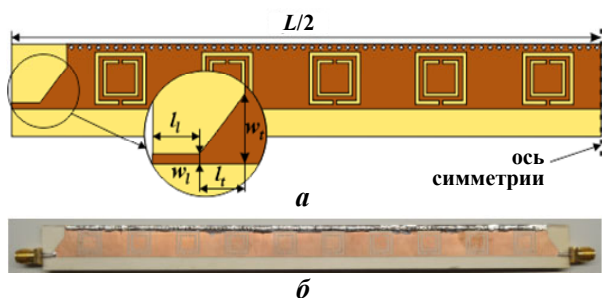


Рис. 7. Излучающий раскрыв разработанной АВВ: а) со стороны щелей; б) фото макета

Оптимальная длина излучающего раскрыва АВВ определялась по критерию максимума коэффициента усиления. Установлено, что наибольшая направленность АВВ [25] достигается при 10-ти ЭОЛПП в составе раскрыва, т.е. длине излучателя $L = 224$ мм ($5.44 \cdot \lambda_0$) без учета согласующих переходов. При последующем увеличении числа отрезков коэффициент усиления продолжает расти, но уже не так значительно. Прирост усиления при увеличении числа отрезков от 10-ти до 16-ти составляет не более 1.5 дБ. Поэтому для сохранения компактности антенны и предотвращения удорожания ее стоимости оптимально реализовать раскрыв при числе ЭОЛПП, равном 10-ти.

Таблица 1

Основные размеры разработанной АВВ

Параметр	Значение, мм	Параметр	Значение, мм	Параметр	Значение, мм
p	20.4	A	9.75	L	224.8
a_{hmsiw}	11.5	G	0.50	w_t	7.95
g_{hmsiw}	5.0	W	0.78	l_t	5.20
s	1.7	F	0.75	w_l	1.13
d	0.8	S_h	0.50	l_l	5.20

Основные характеристики разработанной периодической АВВ

Частотные зависимости логарифмических коэффициентов передачи S_{21} и отражения S_{11} АВВ (рис. 7, а), полученные при полномасштабном электромагнитном моделировании, показаны на рис. 8, а. В диапазоне частот, в пределах которого теряемая первичной волной возбуждения мощность связана с излучением, а не с отражением от входа или ее прохождением к периферии, значения обоих коэффициентов S_{21} и S_{11} должны быть меньше уровня «минус» 10 дБ. Согласно рис. 8, а ширина полосы согласо-

вания импеданса разработанной АВВ по уровню «минус» 10 дБ составляет 0.7 ГГц, и рабочими являются частоты от 7.2 до 7.9 ГГц.

Макет антенны размером 17.7 x 224.8 мм (рис. 7, б) исследован экспериментально с использованием векторного анализатора цепей «Rohde&Schwarz ZVL13». Результаты измерений в виде частотных зависимостей логарифмических коэффициентов S_{21} и S_{11} показаны на рис. 8, б. Из сравнения характеристик, полученных методом моделирования и экспериментального измерения, следует их удовлетворительное соответствие, подтверждающее достоверность данных моделирования. Отличия результатов может быть вызвано несколькими причинами. Во-первых, на практике потери в проводниках и диэлектрике подложки оказываются несколько выше, чем заявленные в пакете электромагнитного моделирования. Во-вторых, при моделировании не учитывались потери в разъемах SMA. В-третьих, макет антенны изготовлен вне заводских условий с использованием процесса химического травления подложки, поэтому геометрия некоторых щелевых CSRR-элементов может отличаться от идеальной. Кроме того, металлизированные переходные отверстия выполнялись механическим способом – сверлением отверстий необходимого диаметра и установкой в них проволоки, монтаж которой производился методом пайки.

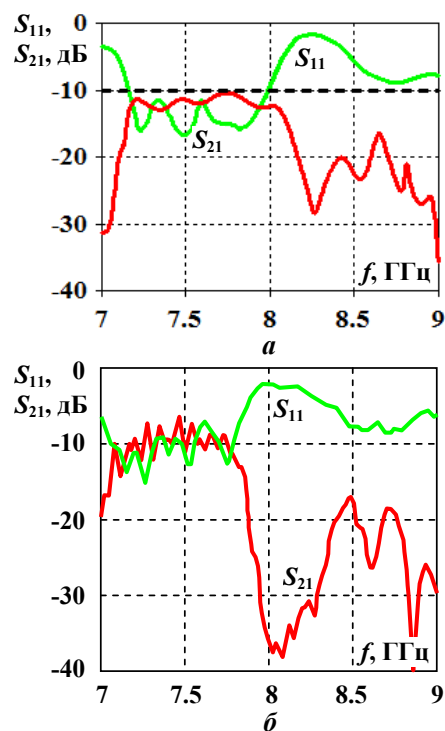


Рис. 8. Частотные зависимости коэффициентов передачи S_{21} и отражения S_{11} АВВ, полученные: а) путем моделирования; б) экспериментально

Ширина полосы согласования импеданса по уровню «минус» 10 дБ по данным экспериментальных исследований составляет 0.75 МГц (от 7.05 до 7.8 ГГц). Таким образом, следует констатировать смещение рабочей полосы частот у экспериментального образца АВВ менее чем на 2 % (0.1 ГГц), что относительно мало даже с учетом указанных выше погрешностей технической реализации макета.

Для уточнения вида поляризации излучения разработанной антенны (круговая, эллиптическая или смешанная) применительно к основному лепестку ДН в направлении максимального излучения с помощью программы «CST Microwave Studio» рассчитана частотная зависимость так называемого осевого отношения (ОС) (рис. 9, а). Заметим, что ОС соответствует отношению оси с наибольшей амплитудой вектора напряженности электрического поля радиоволны к оси с меньшим значением. Если ОС меньше 3 дБ, а разность фаз между двумя ортогональными компонентами электрического поля составляет около 90° (обычно $90 \pm 10^\circ$), то считается, что антенна обеспечивает круговую поляризацию излучаемой волны. Исходя из рис. 9, а, в пределах всего рабочего диапазона частот (7.2 - 7.9 ГГц) разработанная АВВ формирует радиоволну с эллиптической поляризацией, поскольку все оценки значения ОС превышают критический уровень 3 дБ.

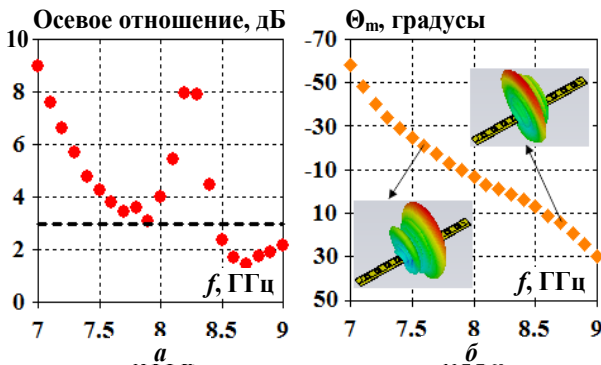


Рис. 9. Частотные зависимости а) осевого отношения и б) направления максимума основного лепестка ДН АВВ

Частотная зависимость направления максимума основного лепестка ДН (Θ_m , рис. 9, б) показывает, что разработанная АВВ обеспечивает сплошной угловой сектор сканирования, составляющий 88 градусов. Однако за пределами области обратного излучения доля мощности, поступающей в раскрыв антенны и излучаемой в свободное пространство, мала и, как будет показано далее, не превышает 30 %. Поэтому варианты, при которых ДН ориентирова-

ны по направлению первичной волны возбуждения (включая случай поперечного излучения) можно считать отфильтрованными. Кроме того, на частотах ниже 7.2 ГГц степень согласования импедансов недостаточна, поэтому рабочий угловой сектор сканирования антенны составляет 48 градусов.

Нормированные диаграммы направленности, полученные при моделировании в «CST Microwave Studio» по правосторонней эллиптической поляризации (рис. 10), соответствуют сделанным ранее выводам о вращении вектора электрического поля на основе оценок осевого отношения. Поэтому при подключении генератора с первичной волной возбуждения, поступающей со стороны правого разъема SMA (рис. 7, б), вектор поляризации, совпадающий по направлению с вектором напряженности электрического поля антенны, вращается вправо по отношению к направлению распространения, а кросс-поляризационный вектор, напротив, влево. При подаче питания от противоположного порта вращение вектора поляризации изменяется на обратное.

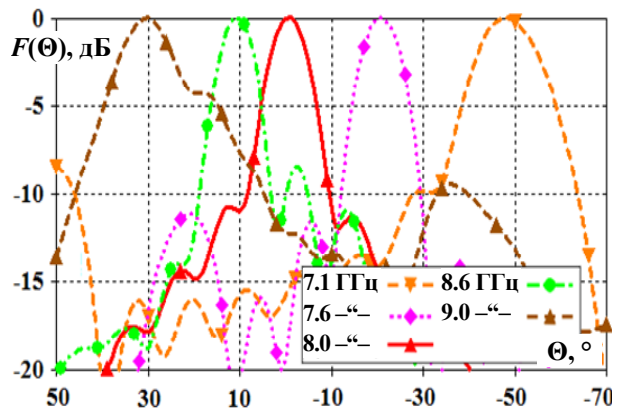


Рис. 10. Нормированные диаграммы направленности антенны по основному виду поляризации

Максимальное значение коэффициента усиления АВВ (antenna gain, рис. 11, а) достигается на частоте 7.9 ГГц и составляет 12.5 дБ. При уменьшении частоты первичной волны возбуждения коэффициент усиления АВВ уменьшается вплоть до значения 10.4 дБ на минимальной рабочей частоте. Максимальный уровень боковых лепестков ДН (side lobe level) практически во всем рабочем диапазоне частот не превышает значение «минус» 10 дБ.

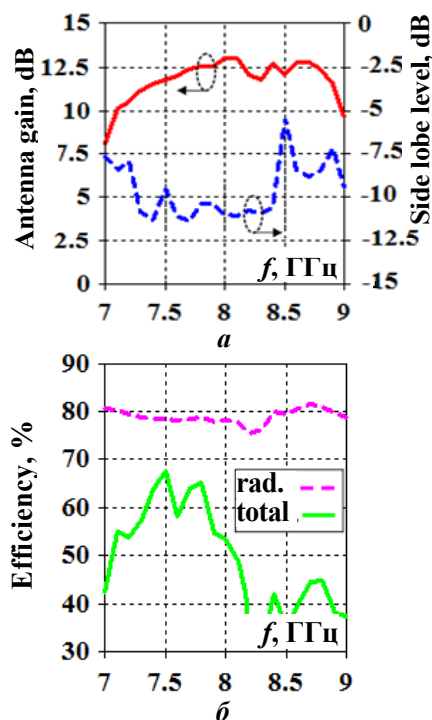


Рис. 11. Частотные зависимости коэффициента усиления и максимального уровня боковых лепестков ДН (а), эффективности излучения и общей эффективности АВВ (б)

Данные, приведенные на рис. 11, б, указывают на низкую общую эффективность (total efficiency) излучения АВВ по направлению распространения волны возбуждения, включая нормаль к раскрыву. Эффективность излучения (radiation efficiency) антенны на частотах 7.2 - 7.9 ГГц (в области обратного излучения) варьируется в пределах от 75 до 81 %, а общая эффективность всюду превышает 55 %. Максимальное значение общей эффективности разработанной АВВ наблюдается на частоте 7.5 ГГц и составляет 67 %.

Заключение

Разработана и реализована компактная периодическая АВВ с обратным направлением излучения и эллиптической поляризацией. Антенна предназначена для частотного сканирования ДН в микроволновом диапазоне на частотах от 7.2 до 7.9 ГГц. Угловой сектор сканирования ДН составляет 48 градусов. Излучающий раскрыв антенны синтезирован на основе HMSIW периодическим размещением на его верхней стенке двойного квадратного комплементарного кольцевого резонатора с прорезью. За счет балансировки параметров излучающего ЭОЛП удалось минимизировать влияние дифракции Брэгга и обеспечить резкий переход дисперсионной характеристики отрезка на за-

данной частоте 8 ГГц. Благодаря левостороннему свойству совокупности CSRR подавлять распространение волны около и выше его частоты балансировки эффективность излучения АВВ в прямом и строго поперечном направлениях снижена вплоть до 30 %. Определена оптимальная длина антенны, которая без учета длины согласующих переходов составила 204 мм (менее $5.5\lambda_0$). Максимальный коэффициент усиления антенны, полученный при моделировании, составляет 12.5 дБ и наблюдается на частоте 7.9 ГГц. Максимальный уровень боковых лепестков ДН практически во всем рабочем диапазоне частот не превышает «минус» 10 дБ. Эффективность излучения антенны при этом изменяется в пределах от 75 до 81 %, а общая эффективность всюду превышает 55 %, достигая максимального значения 67 % на частоте 7.5 ГГц. Изготовленный макет АВВ при экспериментальном исследовании подтвердил достоверность результатов моделирования.

Разработанная частотно-сканирующая антенна, а также методика ее проектирования могут быть использованы при создании и модификации систем связи, радиолокации, радиозондирования, а также радиоканальных охранных систем сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн.

Литература

1. Munawar H.S. Applications of leaky-wave antennas: A review // *International Journal of Wireless and Microwave Technologies*. 2020. Vol. 10. No. 3. PP. 56-62.
2. Henry R., Okoniewski M. A broadside scanning substrate integrated waveguide periodic phase-reversal leaky-wave antenna // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2016. Vol. 15. PP. 602-605.
3. Останков А.В., Крюков Д.Ю. Диэлектрическая антенна вытекающей волны с поперечным излучением // *Вестник Воронежского государственного технического университета*. 2024. Т. 20. № 2. С. 80-91.
4. Caloz C., Itoh T., Rennings A. CRLH metamaterial leaky-wave and resonant antennas // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2008. Vol. 50. No. 5. PP. 25-39.
5. Компактная антенна вытекающей волны со сканированием диаграммы направленности на основе композитных право- и левосторонних структур / С.А. Антипов, Ю.Е. Калинин, А.В. Останков, Е.Г. Хрипунов, С.Ю. Дашян // *Радиотехника*. 2021. Т. 85. № 6. С. 34-39.
6. A promising Ka band leaky-wave antenna based on a periodic structure of non-identical irregularities / M.N. Shaaban, M.H.E. Ali, M.S. Yasseen, Yu.E. Sedelnikov // *Journal on Wireless Communications and Networking*. 2022. Art. 97.
7. Belwal P., Agrawal R., Gupta S.C. Substrate integrated waveguide leaky wave antenna with continuous beam steering // *5th IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering*. 2018. PP. 1-3.
8. Рябчунов А.И., Хрипунов Е.Г., Останков А.В. Вычислительные эксперименты по исследованию возможности устранения дифракции Брэгга в диэлектрической

антенне вытекающей волны // Актуальные направления научных исследований XXI века: теория и практика. 2017. Т. 5. № 7-2(33-2). С. 256-260.

9. Planar leaky-wave antenna at 6 GHz / H. Aziz, M. Moubadir, N.A. Touhami, A. Farkhsi // Procedia Manufacturing. 2018. Vol. 22. PP. 527-532.

10. Калошин В.А., Калинин В.И. Линейная волноводно-щелевая антенная решетка со 180-градусным сектором частотного сканирования // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. № 7. С. 678-683.

11. Калинин Ю.Е., Останков А.В. Расчет частотно-сканирующей антенны дифракционного излучения // Радиотехника. 2014. № 3. С. 83-87.

12. Liu J., Zhou W., Long Y. A simple technique for open-stopband suppression in periodic leaky-wave antennas using two nonidentical elements per unit cell // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66. No. 6. PP. 2741-2751.

13. Goldstone L., Oliner A. Leaky-wave antennas I: Rectangular waveguides // IRE Transactions on Antennas and Propagation. 1959. Vol. 7. No. 4. PP. 307-319.

14. Интегрированная линейная антенна вытекающей волны с большим коэффициентом усиления / А.В. Останков, А.Ю. Чернышев, Д.Ю. Крюков, Ю.Е. Калинин // Радиотехника. 2024. Т. 88. № 7. С. 64-67.

15. Плоские дифракционные СВЧ-антенны с фиксированной ориентацией линейной поляризации / А.И. Климов, К.Б. Меркулов, А.В. Останков, Ю.Г. Пастернак, В.И. Юдин // Приборы и техника эксперимента. 1999. Т. 42. № 6. С. 136.

16. Karmokar D.K., Esselle K.P., Bird T.S. Wideband microstrip leaky-wave antennas with two symmetrical side beams for simultaneous dual-beam scanning // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2016. Vol. 64. No. 4. PP. 1262-1269.

17. A periodically perturbed coplanar wave guide transmission line leaky wave antenna / D. Stevens, G. Subramanyam, K. Koss, M. Casto, R. Neidhard, K. Pasala

// IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2007. PP. 465-468.

18. Prakash V., Kumawat S., Singh P. Design and analysis of full and half mode substrate integrated waveguide planar leaky wave antenna with continuous beam scanning in X-Ku band // Frequenz. 2019. Vol. 73. No. 5-6. PP. 171-178.

19. Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide / Q. Lai, C. Fumeaux, W. Hong, R. Vahldieck // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2009. Vol. 57. No. 8. PP. 1996-2004.

20. Rbhanou A., Bri S., Sabbane M. Design of substrate integrated waveguide bandpass filter based on metamaterials CSRRs // Electrical and Electronic Engineering. 2014. Vol. 4. No. 4. PP. 63-72.

21. Ostankov A., Khripunov E., Kashkarov V. A compact nonuniform composite right/left-handed leaky-wave scanning antenna with elliptical polarization for X-band application // Progress In Electromagnetics Research C. 2021. Vol. 114. PP. 43-56.

22. Composite right/left-handed based compact and high gain leaky-wave antenna using complementary spiral resonator on HMSIW for Ku band applications / A. Sarkar, M. Adhikary, A. Sharma, A. Biswas, M.J. Akhtar, Z. Hu // IET Microwaves Antennas & Propagation. 2018. Vol. 12. PP. 1310-1315.

23. Liu J., Jackson D. R., Long Y. Substrate integrated waveguide (SIW) leaky-wave antenna with transverse slots // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012. Vol. 60. No. 1. PP. 20-29.

24. Останков А.В., Хрипунов Е.Г. Рупорная SIW-антенна со специальным копланарным переходом и диэлектрической линзой для питания планарной антенны вытекающей волны // Радиостроение. 2020. № 2. С. 1-26.

25. O'Connor E.M., Jackson D.R., Long S.A. Extension of the Hansen-Woodyard condition for endfire leaky-wave antennas // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2010. Vol. 9. PP. 1201-1204.

Поступила 11.03.2025; принята к публикации 16.05.2025

Информация об авторах

Останков Александр Витальевич — д-р техн. наук, доцент, заведующий кафедрой радиотехники, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: avostankov@mail.ru

Хрипунов Евгений Геннадьевич — инженер-конструктор, АО «Воронежский научно-исследовательский институт "Вега"» (394026, Россия, г. Воронеж, Московский просп., 7), e-mail: evghripunov@mail.ru

METAMATERIAL BASED ANTENNA FOR SCANNING A SECTOR OF SPACE

A.V. Ostankov¹, E.G. Khripunov²

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²JSC «Voronezh Research Institute "Vega"», Voronezh, Russia

Abstract: we developed a low-profile leaky wave antenna based on a half-wave waveguide integrated into the substrate for scanning in a limited angular sector of space. We formed the radiating opening of the antenna from elementary segments of the left-hand transmission line. The left-hand nature of the elementary segments with slits on the conductive wall of the waveguide in the form of a complementary resonator with split rings promotes radiation in the region opposite to the direction of propagation of the primary excitation wave. The synthesis of an elementary segment of a transmission line is performed by optimizing its dispersion characteristics, calculated on the basis of frequency dependencies of the S-segment parameters obtained by three-dimensional full-wave electromagnetic modeling. We showed that the synthesis of an elementary segment can be significantly accelerated by optimizing the dispersion characteristics using an equivalent segment replacement scheme, the parameters of which are determined based on electromagnetic modeling. We established that the radiation pattern of the developed antenna scans in the angular sector of 48 degrees when the frequency of the primary excitation wave changes from 7.2 to 7.9 GHz. We determined the optimal length of the radiating opening of the antenna, which was less than six wavelengths in free space. The gain of the developed antenna in the operating frequency band ranges from 10.4 to 12.5 dB, with an overall efficiency of at least 55 %. An experimental study of the frequency characteristics of the antenna layout confirmed the reliability of the data obtained by full-wave electromagnetic modeling

Key words: leaky wave antenna, HMSIW, left-hand transmission line, CSRR, dispersion characteristic, radiation pattern

References

1. Munawar H.S. "Applications of leaky-wave antennas: A review", *International Journal of Wireless and Microwave Technologies*, 2020, vol. 10, no. 3, pp. 56-62.
2. Henry R., Okoniewski M. "A broadside scanning substrate integrated waveguide periodic phase-reversal leaky-wave antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016, vol. 15, pp. 602-605.
3. Ostankov A.V., Kryukov D.Yu. "Leaky-wave dielectric antenna with transverse radiation", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2024, vol. 20, no. 2, pp. 80-91.
4. Caloz C., Itoh T., Rennings A. "CRLH metamaterial leaky-wave and resonant antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2008, vol. 50, no. 5, pp. 25-39.
5. Antipov S.A., Kalinin Yu.E., Ostankov A.V., Khripunov E.G., Dashyan S.Yu. "Compact leaky wave antenna with radiation pattern scanning based on composite right- and left-handed structures", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2021, vol. 85, no. 6, pp. 34-39.
6. Shaaban M.N., Ali M.H.E., Yasseen M.S., Sedelnikov Yu.E. "A promising Ka band leaky-wave antenna based on a periodic structure of non-identical irregularities", *Journal on Wireless Communications and Networking*, 2022, art. 97, available at: <https://doi.org/10.1186/s13638-022-02179-3>.
7. Belwal P., Agrawal R., Gupta S.C. "Substrate integrated waveguide leaky wave antenna with continuous beam steering", *5th IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering*, 2018, pp. 1-3.
8. Ryabchunov A.I., Khripunov E.G., Ostankov A.V. "Computational experiments to study the possibility of eliminating Bragg diffraction in a leaky wave dielectric antenna", *Current Directions of Scientific Research in the 21st Century: Theory and Practice (Aktual'nye napravleniya nauchnykh issledovaniy XXI veka: teoriya i praktika)*, 2017, vol. 5, no. 7-2(33-2), pp. 256-260.
9. Aziz H., Moubadir M., Touhami N.A., Farkhsi A. "Planar leaky-wave antenna at 6 GHz", *Procedia Manufacturing*, 2018, vol. 22, pp. 527-532.
10. Kaloshin V.A., Kalinichev V.I. "Linear waveguide-slot antenna array with a 180-degree frequency scanning sector", *Radio Engineering and Electronics (Radiotekhnika i elektronika)*, 2019, vol. 64, no. 7, pp. 678-683.
11. Kalinin Yu.E., Ostankov A.V. "Calculation of frequency-scanning antenna of diffraction radiation", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2014, no. 3, pp. 83-87.
12. Liu J., Zhou W., Long Y. "A simple technique for open-stopband suppression in periodic leaky-wave antennas using two nonidentical elements per unit cell", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, vol. 66, no. 6, pp. 2741-2751.
13. Goldstone L., Oliner A. "Leaky-wave antennas I: Rectangular waveguides", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 1959, vol. 7, no. 4, pp. 307-319.
14. Ostankov A.V., Chernyshev A.Yu., Kryukov D.Yu., Kalinin Yu.E. "Integrated linear leaky wave antenna with high gain", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2024, vol. 88, no. 7, pp. 64-67.
15. Klimov A.I., Merkulov K.B., Ostankov A.V., Pasternak Yu.G., Yudin V.I. "Flat diffraction microwave antennas with fixed orientation of linear polarization", *Instruments and Experimental Equipment (Pribory i tekhnika eksperimenta)*, 1999, vol. 42, no. 6, pp. 136.
16. Karmokar D.K., Esselle K.P., Bird T.S. "Wideband microstrip leaky-wave antennas with two symmetrical side beams for simultaneous dual-beam scanning", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2016, vol. 64, no. 4, pp. 1262-1269.
17. Stevens D., Subramanyam G., Koss K., Casto M., Neidhard R., Pasala K. "A periodically perturbed coplanar wave guide transmission line leaky wave antenna", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, pp. 465-468.
18. Prakash V., Kumawat S., Singh P. "Design and analysis of full and half mode substrate integrated waveguide planar leaky wave antenna with continuous beam scanning in X-Ku band", *Frequenz*, 2019, vol. 73, no. 5-6, pp. 171-178.
19. Lai Q., Fumeaux C., Hong W., Vahldieck R. "Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2009, vol. 57, no. 8, pp. 1996-2004.
20. Rhanou A., Bri S., Sabbane M. "Design of substrate integrated waveguide bandpass filter based on metamaterials CSRRs", *Electrical and Electronic Engineering*, 2014, vol. 4, no. 4, pp. 63-72.
21. Ostankov A., Khripunov E., Kashkarov V. "A compact nonuniform composite right/left-handed leaky-wave scanning antenna with elliptical polarization for X-band application", *Progress In Electromagnetics Research C*, 2021, vol. 114, pp. 43-56.
22. Sarkar A., Adhikary M., Sharma A., Biswas A., Akhtar M.J., Hu Z. "Composite right/left-handed based compact and high gain leaky-wave antenna using complementary spiral resonator on HMSIW for Ku band applications", *IET Microwaves Antennas & Propagation*, 2018, vol. 12, pp. 1310-1315.
23. Liu J., Jackson D. R., Long Y. "Substrate integrated waveguide (SIW) leaky-wave antenna with transverse slots", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, vol. 60, no. 1, pp. 20-29.
24. Ostankov A.V., Khripunov E.G. "Horn SIW antenna with a special coplanar transition and a dielectric lens for feeding a planar leaky wave antenna", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2020, no. 2, pp. 1-26.
25. O'Connor E.M., Jackson D.R., Long S.A. "Extension of the Hansen-Woodyard condition for endfire leaky-wave antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2010, vol. 9, pp. 1201-1204.

Submitted 11.03.2025; revised 16.05.2025

Information about the authors

Aleksandr V. Ostankov, Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, Head of the Department of Radio Engineering, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya, Voronezh 394006, Russia), e-mail: avostankov@mail.ru

Evgeniy G. Khripunov, design engineer, «Voronezh Scientific Research Institute "Vega"» JSC (7 Moskovskiy Ave., Voronezh 394026, Russia), e-mail: evgkhripunov@mail.ru

АНТЕННА УДА-ЯГИ С АКТИВНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ В ВИДЕ РУПОРА

Е.Е. Воронов¹, Е.Д. Егорова¹, Е.А. Ищенко¹, А.Е. Медведев¹, Д.В. Пацев¹, С.М. Фёдоров^{1,2}¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия²Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: представлены результаты моделирования и конструирования цилиндрической рупорной антенны Уда-Яги с активным элементом в виде рупора и несколькими директорами. Антенна разработана для эффективной работы на частоте 2.5 ГГц, что делает её применимой в S-диапазоне, включая системы WLAN. В ходе моделирования использовался эталонный проводник, близкий по характеристикам к меди, с учётом критических параметров, таких как расположение точки запитывания и расстояние до стенки рупора. Проведён анализ зависимости коэффициента усиления от частоты, а также исследованы S-параметры, подтверждающие работоспособность антенны в заданном диапазоне. Полная эффективность антенны составила -1.21 дБ, а коэффициент направленного действия (КНД) достиг 13.9 дБ, что свидетельствует о высокой направленности системы. Изготовленный физический макет антенны включал цилиндрический излучатель с внутренним диаметром 83.4 мм и высотой 85 мм, а также кольцевые директора из армированного скотча. Сравнение результатов моделирования и измерений выявило корреляцию характеристик, однако в реальных условиях наблюдались искажения, вызванные внешними помехами. Преимуществами разработанной антенны являются простота конструкции, компактность, малый вес и быстрота реализации, что делает её перспективной для применения в цифровых и аналоговых радиосистемах

Ключевые слова: антенна Уда-Яги, антенны для WLAN, рупорная антенна, направленная антенна

Благодарности: работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «Молодежная лаборатория» № FZGM-2024-0003

Введение

Повышение коэффициента усиления рупорных антенн, которые имеют простую и легкую конструкцию, является важной задачей. Один из наиболее эффективных методов улучшения направленности антенны – это использование директоров, что приводит к созданию конструкции, известной как антенна Уда-Яги.

Проведение исследования по увеличению полосы пропускания диэлектрических резонаторных антенн [1]. Позволило выявить, что с увеличением диэлектрической проницаемости необходимо увеличить высоту антенны для получения оптимальной полосы пропускания. Также было получено, что с уменьшением относительной диэлектрической проницаемости приближение идеального магнитного проводника становится менее точным.

Авторы работы [2] разработали цилиндрическую антенну, на которую вода оказывает незначительное влияние. Характеристики антенны моделируются и сравниваются с характеристиками дипольной антенны, чтобы оценить влияние воды. Был использован конденсатор для согласования сопротивлений и спроек-

тированы цилиндрические контуры антенны. Результатом исследований была получена разработка антенны для RFID, которая мало подвержена влиянию человеческого тела.

Интерес вызывает новая антенна из рупорных решеток для параболического цилиндрического рефлектора [3]. Благодаря использованию новых рупоров линейная решетка может подавить лепестки решетки, когда расстояние между элементами больше одной длины волны. Усиление антенны с новой рупорной решеткой на 1.2 дБ выше, чем у антенны с обычной пирамидальной решеткой. Таким образом, используя новые рупоры, можно увеличить расстояние между элементами, что приведет к уменьшению числа питающих элементов, что очень важно, поскольку позволяет значительно снизить стоимость проектирования СВЧ-усилителей (Сверхвысокочастотный усилитель), необходимых для питания волноводов.

Авторы работы [4] предложили компактную двухдиапазонную цилиндрическую антенну с диэлектрическим резонатором. Экспериментальные результаты показали, что антенна охватывает 2.45 ГГц и 5 ГГц с возвратными потерями -10 дБ, удовлетворяя желаемым стандартам беспроводной локальной вычислительной сети (WLAN). Полученные результаты продемонстрировали оптимальную корреляцию

между смоделированными и измеренными характеристиками антенны.

Представлена дипольная антенна Уда-Яги в виде меандра с параболическим рефлектором [5]. Было получено, что антенна излучает на частоте 1.575 ГГц, ориентируясь на применение в системе глобального позиционирования (GPS). Также проведено сравнение результатов моделирования и измерения антенны.

Авторы работы [6] предложили трехэлементную компактную антенну Уда-Яги, обеспечивающую пик коэффициента усиления и низкий КСВН (коэффициент стоячей волны напряжения) в полосе пропускания 10 %. Показано, что использование трех излучателей вместо двух позволяет минимизировать влияние взаимной связи между элементами. Для иллюстрации компромисса между полосой пропускания и коэффициентом усиления исследованы несколько конфигураций антенн. Пожертвовав 0.7 дБ усиления, полоса пропускания антенны 2:1 КСВН увеличился с 9.67 % до 12.44 %.

Реконфигурируемая по диаграмме направленности антенная решетка с линейной поляризацией [7]. Реконфигурация осуществлялась путем выбора одного или нескольких паразитных элементов в качестве рефлектора или директора. Антенна работает на частоте 3.65 ГГц, следовательно, она может быть использована в WiMAX.

Авторы работы [8] предложили петлевую антенну типа Яги размером 48×38 мм² (миллиметров в квадрате, она же является площадью). Проведен анализ различных параметров антенны, таких как направленность, полоса пропускания, диаграмма направленности излучения и КСВН. Направленность антенны равная 3.341 дБ означает, что антенна является направленной и работает в сверхширокополосном диапазоне (UWB).

Микрополосковая антенна Яги состоит из магнитной дипольной решетки, в которой одна сторона каждого магнитного диполя закорочена [9]. При увеличении числа элементов в решетке Яги улучшилась направленность и коэффициент усиления. Полоса пропускания, полученная для одномерной решетки, составила около 4.74 ГГц - 5.09 ГГц при направленности 8.55 дБ и коэффициенте усиления 8.5 дБ. Полоса пропускания, полученная для решетки Яги составила 330 МГц в диапазоне от 4.75 ГГц до 5.09 ГГц. Также измерено значение КСВН для предложенной антенны, которое находится в диапазоне от 1 до 2. Регулируя длину и ширину антенны, можно улучшить ее направленность. Для получения оптимального результата могут

быть применены алгоритмы оптимизации, такие как генетический алгоритм.

На основании проведенных исследований можно сделать вывод, что тематика разработки направленных антенн является востребованной. В данной работе будет рассматриваться исследование антенной системы, конструирование макета и проверка на корреляцию характеристик моделирования и физического макета.

Разработка конструкции и моделирование антенны

Важной особенностью для направленности антенны является расстояние между излучателями антенны. Так же немаловажным аспектом является расположение разъема относительно излучателя антенны, который влияет на рабочую частоту.

Внешний вид антенны представлен на рис. 1.

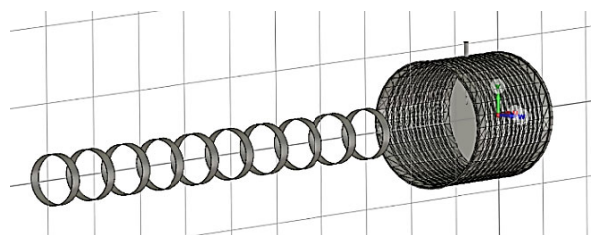


Рис. 1. Внешний вид антенны

Конструкция антенны представлена на рис. 2.

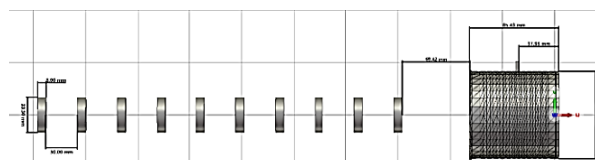


Рис. 2. Конструкция антенны

Конструкция включает в себя цилиндрический участок волновода, который выполняет функции активного вибратора и экрана, а также систему кольцевых директоров. S-параметры антенны представлены на рис. 3.

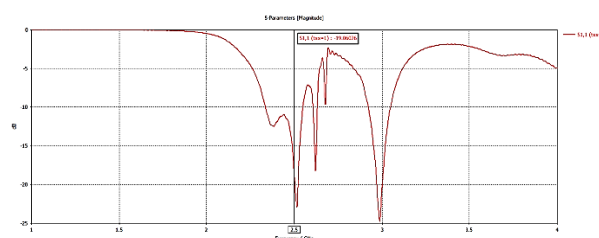


Рис. 3. S-параметры антенны

Диапазон рабочей частоты 2.5 ГГц (на уровне ниже -10 дБ) представлен на рис. 4.

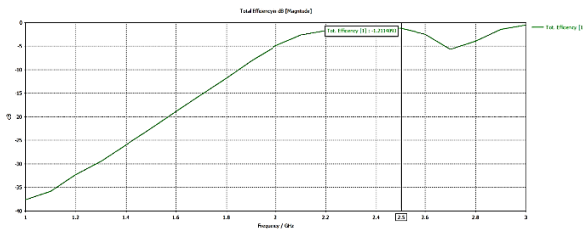


Рис. 4. Полная эффективность

График КПД показывает, что антенна работает на уровне -1.21 дБ, что обеспечивает работу системы.

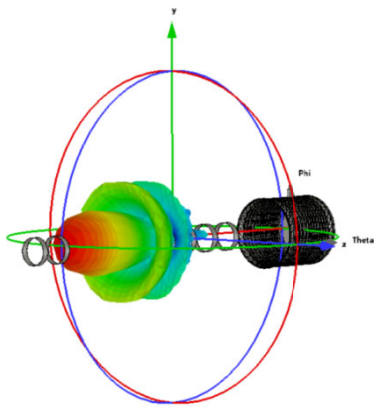


Рис. 5. Диаграмма направленности антенны

По диаграмме направленности, представленной на рис. 5. видно, что антенна является направленной, коэффициент направленного действия (КНД) равен 13.9 дБ.

На основании полученного моделирования изготовлен макет антенны.

Исследование макета

Для изготовления излучателя антенны выбран цилиндр, имеющий дно с внутренним диаметром 83.4 мм и высотой 85 мм. Кольцевые излучатели изготовлены из армированного скотча толщиной 0.1 мм и диаметром 33.5 мм. Внешний вид антенны представлен на рис. 6.



Рис. 6. Внешний вид макета антенны

Измерены характеристики согласования антенны, представленные на рис. 7.

На основании изготовленного макета проведены исследования характеристик антенной системы.



Рис. 7. Исследование макета антенны

Измерение диаграммы направленности физического макета и сравнение с компьютерным моделированием представлено на рис. 8.

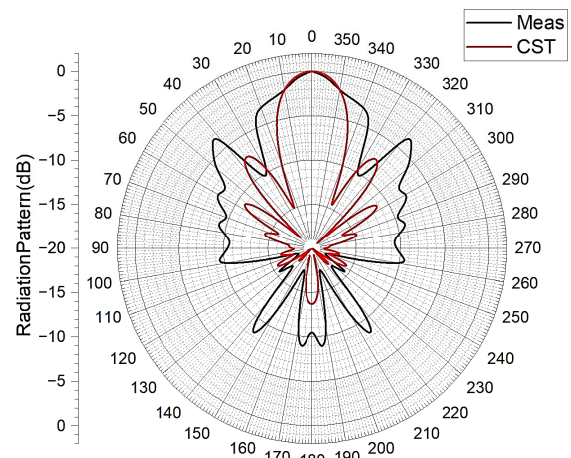


Рис. 8. Диаграммы направленности модели и макета антенной системы

По итогам измерений видно, что полученные результаты моделирования коррелируют с реальным макетом рамочной антенны, но в связи с тем, что реальные измерения происходили с наличием внешних источников помех, выявляются побочные лепестки.

Заключение

Рассмотренная в данной работе антенна позволяет обеспечить работу на частоте 2.5 ГГц с высокой эффективностью. Простая конструк-

ция, быстрота реализации, компактность, малый вес являются преимуществами разработанной антенны. Данная антенна предназначена для работы с радиостанциями в рамках цифровой и аналоговой связи.

Литература

1. De Young C.S., Long S.A. Wideband Cylindrical and Rectangular Dielectric Resonator Antennas // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2006. Vol. 5. pp. 426-429.
2. Uno J., Shimasaki H. Design and evaluation of a cylindrical antenna for RFID in the 900-MHz band // 2015 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), Chiang Mai, Thailand, 2015, pp. 1-3.
3. Zhang R.-X., Xie Z.-M., Chu Q.-X. A New Horn Array Feed for Parabolic Cylindrical Reflector Antenna // 2007 Asia-Pacific Microwave Conference, Bangkok, Thailand, 2007, pp. 1-4.
4. A compact dual band directional cylindrical dielectric resonator antenna / J.J. Adz, M.H.M. Khir, M.A. Zakariya, Z. Baharudin, M.F. Ain, // 2012 4th Interna-

tional Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS2012), Kuala Lumpur, Malaysia, 2012, pp. 265-268.

5. Meandered dipole Yagi-Uda antenna with parabolic reflectors for Global Positioning System (GPS) applications / F. Malek [et al.] // 2013 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC), Loughborough, UK, 2013, pp. 446-449.

6. Arceo D., Balanis C.A. A Compact Yagi-Uda Antenna With Enhanced Bandwidth // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2011. Vol. 10. pp. 442-445.

7. A Yagi-Uda Pattern Reconfigurable Antenna for WiMAX Application / S. Gaya, H. Attia, S.I. Sheikh, A. Mahmoud, M.S. Sharawi // 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, Atlanta, GA, USA. 2019. pp. 679-680.

8. Kumar S., Singh H. Analysis of Bandwidth and Miniaturization of Yagi Uda Antenna // 2018 Second International Conference on Inventive Communication and Computational Technologies (ICICCT), Coimbatore, India, 2018. pp. 714-716.

9. Indumathi G., Thara R. Microstrip Yagi-Uda Array Antenna Using Magnetic Dipoles // 2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI), Tirunelveli, India, 2018. pp. 16-19.

Поступила 04.02.2025; принята к публикации 28.04.2025

Информация об авторах

Воронов Евгений Евгеньевич – преподаватель Военного учебного центра, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7(473)246-26-79, e-mail: evoronov@cchgeu.ru

Егорова Евгения Дмитриевна – инженер кафедры радиоэлектронных устройств и систем, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7(473)243-77-29, e-mail: evgenia_egorova23@mail.ru

Ищенко Евгений Алексеевич – аспирант, ассистент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7(473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5270-0792>

Медведев Александр Евгеньевич – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7(473)243-77-29, e-mail: medvedev.vzломhik1999@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-4358-935X>

Пацев Денис Вячеславович – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: patsev.den@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-8957-9587>

Фёдоров Сергей Михайлович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84); Международный институт компьютерных технологий (394026, Россия, г. Воронеж, ул. Солнечная, д. 29 б), e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

UDA-YAGI ANTENNA WITH AN ACTIVE ELEMENT IN THE FORM OF A HORN

E.E. Voronov¹, E.D. Egorova¹, E.A. Ishchenko¹, A.E. Medvedev¹, D.V. Patsev¹, S.M. Fedorov^{1,2}

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²International Institute of Computer Technologies, Voronezh, Russia

Abstract: the paper presents the results of modeling and designing a cylindrical horn Yagi antenna with an active element in the form of a horn and several directors. We designed the antenna to operate efficiently at a frequency of 2.5 GHz, which makes it applicable in the S-band, including WLAN systems. During the modeling, we used a reference conductor with characteristics close to copper, taking into account critical parameters such as the location of the feedpoint and the distance to the horn wall. We analyzed the dependence of the gain on the frequency, and the S-parameters are investigated, confirming the operability of the antenna in the specified range. The overall efficiency of the antenna was -1.21 dB, and the directivity coefficient (DC) reached 13.9 dB, which indicates high directivity of the system. The manufactured physical model of the antenna included a cylindrical radiator with an internal diameter of 83.4 mm and a height of 85 mm, as well as ring directors made of reinforced tape. Comparison of the simulation and measurement results revealed a correlation of the characteristics, but in real conditions distortions caused by external interference were observed. The advantages of the developed antenna are its simple

design, compactness, light weight and speed of implementation, which makes it promising for use in digital and analog radio systems

Key words: Yagi antenna, WLAN antennas, horn antenna, directional antenna

Acknowledgments: the work was carried out with the financial support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation within the framework of the state assignment «Youth Laboratory» no. FZGM-2024-0003

References

1. De Young C.S., Long S.A. "Wideband Cylindrical and Rectangular Dielectric Resonator Antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2006, vol. 5, pp. 426-429, doi: 10.1109/LAWP.2006.883952.
2. Uno J., Shimasaki H. "Design and evaluation of a cylindrical antenna for RFID in the 900-MHz band," *2015 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*, Chiang Mai, Thailand, 2015, pp. 1-3, doi: 10.1109/CAMA.2015.7428158.
3. Zhang R.-X., Xie Z.-M., Chu Q.-X. "A New Horn Array Feed for Parabolic Cylindrical Reflector Antenna," *2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, Bangkok, Thailand, 2007, pp. 1-4, doi: 10.1109/APMC.2007.4555169.
4. Adz J.J., Khir M.H.M., Zakariya M.A., Baharudin Z., Ain M.F. "A compact dual band directional cylindrical dielectric resonator antenna," *2012 4th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS2012)*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2012, pp. 265-268, doi: 10.1109/ICIAS.2012.6306199.
5. Malek F. et al., "Meandered dipole Yagi-Uda antenna with parabolic reflectors for Global Positioning System (GPS) applications," *2013 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, Loughborough, UK, 2013, pp. 446-449, doi: 10.1109/LAPC.2013.6711939.
6. Arceo D., Balanis C.A. "A Compact Yagi-Uda Antenna With Enhanced Bandwidth," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 442-445, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2150730.
7. Gaya S., Attia H., Sheikh S.I., Mahmoud A., Sharawi M.S. "A Yagi-Uda Pattern Reconfigurable Antenna for WiMAX Application," *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, Atlanta, GA, USA, 2019, pp. 679-680, doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8888543.
8. Kumar S., Singh H. "Analysis of Bandwidth and Miniaturization of Yagi Uda Antenna," *2018 Second International Conference on Inventive Communication and Computational Technologies (ICICCT)*, Coimbatore, India, 2018, pp. 714-716, doi: 10.1109/ICICCT.2018.8473015.
9. Indumathi G., Thara R. "Microstrip Yagi-Uda Array Antenna Using Magnetic Dipoles," *2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI)*, Tirunelveli, India, 2018, pp. 16-19, doi: 10.1109/ICOEI.2018.8553931.

Submitted 04.02.2025; revised 28.04.2025

Information about the authors

Evgeniy E. Voronov, Assistant Professor, Military Training Center, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7(473)246-26-79, e-mail: evoronov@cchgeu.ru
Evgeniya D. Egorova, engineer, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7(473)243-77-29, e-mail: evgenia_egorova23@mail.ru
Evgeniy A. Ishchenko, assistant, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5270-0792>
Aleksandr E. Medvedev, student, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7(473)243-77-29, e-mail: medvedev.vzlohmik1999@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-4358-935X>
Denis V. Patsev, student, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7(473)243-77-29, e-mail: patsev.den@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-8957-9587>
Sergey M. Fyedorov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), International Institute of Computer Technologies (29 b Solnechnaya str., Voronezh 39026, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

АНАЛИЗ ПРОТОКОЛОВ СВЯЗИ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ, ВЫПОЛНЯЮЩИХ СОВМЕСТНЫЙ ПОЛЕТ

В.А. Довгаль

Майкопский государственный технологический университет», г. Майкоп, Россия

Аннотация: связь является ключевым элементом автономного беспилотного летательного аппарата (БПЛА), определяя его эффективность, надежность и мобильность. При организации совместных полетов несколькими дронами связь становится еще более важной, обеспечивая обмен данными, координацию действий и распределение задач между аппаратами. Исследованы протоколы беспроводной связи, предназначенные для организации коммуникационных сетей, управляющих группами беспилотников. Рассматривается концепция ячеистых сетей как эффективного инструмента для распределенного и однорангового взаимодействия дронов. Представлен обширный обзор научных работ, посвященных различным методам взаимодействия беспилотных летательных аппаратов. Рассмотрен полный набор коммуникационных протоколов, применяемых беспилотными летательными аппаратами для передачи информации при выполнении полета, начиная от сетей сотовой связи третьего поколения (3G) до современных беспроводных сетей с высокой пропускной способностью, включая сети Wi-Fi и WLAN, использующих диапазон частот 2,4 ГГц и 5,8 ГГц, локальные вычислительные и персональные сети с поддержкой связи. В исследовании проведено сравнение протоколов со сверхширокой полосой пропускания и маломощных, недорогих, но надежных альтернативных технологий беспроводной связи, представлены особенности и зависимости решений-кандидатов на каждом уровне коммуникационной системы

Ключевые слова: сетевая система управления; модель сетевой системы управления, беспроводные технологии, автономная система, беспилотный летательный аппарат, рой дронов, беспроводная коммуникационная ячеистая сеть

Благодарности: работа подготовлена при поддержке гранта ФГБОУ ВО «МГТУ» № НП11 от 2024 г. «Единое интеллектуальное информационное пространство региона как фактор его устойчивого и эффективного развития»

Введение

Активное использование автономных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) является актуальной темой для текущего момента. Дроны, согласно многим исследованиям, перспективны для применения благодаря большому потенциалу экономии средств.

Национальная стратегия развития беспилотной авиации (БПА) определяет ее, как отрасль экономики, развивающуюся и связанную с разработкой, производством и эксплуатацией беспилотных авиационных систем (БАС), оказывающих услуги и неоценимую помощь, связанные с выполнением авиационных работ на основе автоматизированных полетов.

Большинство современных примеров использования летательных аппаратов в поисковых миссиях осуществляется с помощью управления одним БПЛА [1, 2]. В последнее время чаще говорят об использовании нескольких БПЛА для повышения эффективности за счет совместной работы [3]. Кроме того, рой дронов часто должен выполнять заданную

миссию за пределами прямой видимости, но можно осуществлять его координацию и на дальних расстояниях [4].

Воздушный кодекс Российской Федерации и Федеральные правила использования воздушного пространства Российской Федерации определяют правовые основы обеспечения единой безопасности воздушного пространства. Кроме того, имеются несколько государственных стандартов (например, [5]), которые устанавливают требования к функциональным свойствам БПЛА, охватывающей регулирование всех гражданских БПЛА. Система связи автономной системы БПЛА, поддерживающая нормативные требования, должна обеспечивать надежный поток мониторингового управляемого взаимодействия всех летательных аппаратов роя на основе дополнительных механизмов повышения отказоустойчивости при возникновении различных коммуникационных проблем.

Материалы и методы

Для анализа протоколов связи, используемых для обмена данными группой авто-

номных беспилотных летательных аппаратов, выполняющих совместный полет применялись подход теории управления, методы дискретной и вычислительной математики, теории графов, теории вероятностей, теории защиты информации, методы математического и численного моделирования, системный анализ, статистические методы (в частности корреляционный анализ), теории группового управления, теории нелинейного управления, теории адаптивного управления, компьютерного моделирования. Для проведения компьютерного моделирования и обработки экспериментальных данных были использованы программные комплексы MathCad, а также специально разработанные программы для персональных компьютеров на языках программирования Python и C#.

Литературный обзор

Существует достаточно большое количество работ, изучающих способы взаимодействия беспилотных летательных аппаратов. В качестве примера можно назвать работы А. Гильен-Переса, Р. Санчес-Иборры, М. Кано, Дж.С. Санчес-Арнуце и Дж. Гарсия-Аро, в которых для организации связи беспилотных летательных аппаратов рассматривается применение сетей Wi-Fi, соответствующих стандарту IEEE 802.11. Кроме того, используемая для передачи информации между дронами и контроллером наземной станции сеть является уязвимой для нарушений безопасности из-за ее особенностей. Отсутствие шифрования на бортовых чипах беспилотников или выполнение злоумышленником атаки «человек-в-середине» позволяет захватить управление летательным аппаратом на значительном расстоянии (такая скрытая атака в сетях Wi-Fi рассмотрена в работах Агарвал М., Бисвас С., Нанди С.). Потеря контроля над дронами в результате применяемого злоумышленниками спуфинга GPS, а также вопросы реализации методов защиты от него рассмотрены в работах Д. Матвеева, Е.С. Басан, Е.С. Абрамова, А.Г. Басюка и Н.А. Сушкина. Жизненно важную информацию злоумышленники могут получить от беспилотных летательных аппаратов с помощью сетевых эксплойтов и атак на основе вредоносных программ. В частности, борьбе с атакой подмены управляющего сигнала в системах беспилотных летательных аппаратов посвящены работы китайских ученых Хуан К. и Ван Х.

В исследованиях, проведенных Дж. Миллиken, В. Селис, К.М. Яп, А. Маршалл проведе-

но влияние выбора метрики на эффективность DOS-атак беспроводной деаутентификации. Эмпирический анализ уязвимости протоколов, используемых для атак на беспилотные летательные аппараты описан в статьях зарубежных ученых Ю. Квон, Дж. Ю, Б. Чо, Ю. Ын, К. Парк.

Работы Л.Р. Клебанова и С.В. Полубинской посвящены компьютерным технологиям в совершении преступлений диверсионной и террористической направленности. В свою очередь Плешков А.С. и Рудер Д.Д. провели тестирование на проникновение для анализа защищенности компьютерных систем.

Анализу атак на роботизированную операционную систему, а также практической разработке автоматизированной системы обнаружения вредоносного программного обеспечения для оперативного отражения неизвестных ранее антивирусных угроз, занимаются Бабенко Л.К. и Макаревич О.Б.

Имеющая связь с наземной станцией группа дронов, является информационной системой, поэтому в процессе разработки такой системы будут появляться противоречия, исследованные в работах Рогозова Ю.И. Основными компонентами информационно-управляющих систем для исследования состояний внешней среды являются информационная модель, в структуре которой можно классифицировать задачи анализа экологической информации и программного обеспечения.

Результаты. Выполнена классификация литературы по типу канала связи БПЛА и технологиям беспроводного доступа, проведен обзор исследований, касающихся протоколов беспроводных ячеистых сетей, предназначенных для применения в БПЛА; выполнен анализ различных роботизированных промежуточных программ с точки зрения связи, осуществлена оценка их потенциальных преимуществ, архитектуры и интерфейсов прикладного программирования (API).

Научная новизна: систематизированы методы защиты информации с точки зрения применения модели сетевой системы управления применительно к задаче защиты информации. Классифицированы стратегии развертывания роев дронов с целью описания линий связи, необходимых для взаимодействия, а также составляющих для обеспечения их работы и применяемых алгоритмов; выполнен анализ стека протоколов для системы из нескольких дронов; выполнен анализ эффективности применения роем дронов основных беспроводных протоколов.

Обсуждение

Рой беспилотников ориентирован на выполнение некоторой поставленной задачи (миссии) с различными масштабами и сложностью, в процессе которых решаются три подзадачи: автономный полет, связь и координация, анализ полученных данных. При автономном полете [6] решаются задачи формирования маршрута, осуществления навигации и управления беспилотником в окружающей среде с помощью камер.

Рассмотрим наиболее часто применимые для выполнения совместного полета беспроводные технологии.

1. Сотовые сети 3GPP

Стандарт сетей сотовой связи третьего поколения (3G) – это технические требования, непротиворечащих технологий и услуг сотовой связи. Например, восьмой выпуск спецификаций 3GPP устанавливает базовые параметры сетей 4G, версия 12 от 2012 г. устанавливает спецификации сервисов, доступных в непосредственной близости устройств (Proximity Services, ProSe) [7, 8]. Версия 13 описывает стандарты широкополосной радиосвязи с низким энергопотреблением 3GPP Интернета вещей (IoT) [9], а версия 15 от 2018 года – технологию 5G для объединения в сеть воздушных судов. 5G New Radio (5G NR) – стандарт связи, разработанный для поддержки широкого спектра потребительских и промышленных приложений (и роя дронов в частности) за счет более широкой полосы пропускания каналов, а также расширенных схем агрегации несущих частот при их одновременном расширении до диапазона миллиметровых волн, увеличивающих количество доступных радиоресурсов, 5G NR поддерживает каналы шириной от 5 до 100 МГц (с шагом в 5 МГц) на частотах до 7.125 ГГц (FR1) и 50, 100, 200, 400 МГц на частотах выше 24.25 ГГц (FR2) (в России используется полоса частот 20 МГц) [10]. Коммуникационная инфраструктура с поддержкой 5G предназначена для выполнения для полетов, которые выполняются за пределами видимости пилота BVLOS (в отличие от полетов по ПВП – Правилам Визуального Полета или полетов по VLOS, которые выполняются в зоне видимости пилота). В режиме BVLOS дроном можно управлять на расстоянии до 6 миль от обслуживающей базовой

станции сотовой связи и на высоте до 120 м над землей (согласно отчету Qualcomm) [11]. Кроме того, спецификации 5G обеспечивают приложениям, управляющих беспилотниками с меньшей задержкой и высокой скоростью передачи данных [12].

2. Беспроводные локальные вычислительные сети

Беспроводная связь Wi-Fi и WLAN используют нелицензионный диапазон частот 5,8 ГГц (стандарт a) и 2,4 ГГц (стандарты b/g) [13]. Традиционно в системах БПЛА применяются следующие стандарты [14]:

- стандарт IEEE 802.11a – скорость соединения до 54 Мбит/с, используя мультиплексирование с ортогональным частотным разделением (orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM);

- стандарт IEEE 802.11b – скорость передачи до 11 Мбит/с (с отставанием до 5,5, 2 и 1 Мбит/с) в диапазоне 2,4 ГГц. и использующий расширенный спектр прямой последовательности (DSSS);

- стандарт IEEE 802.11g с максимальной скоростью передачи данных 54 Мбит/с и работающей на частоте 2,4 ГГц (для построения высокоскоростной беспроводной локальной сети);

- стандарт IEEE 802.11n с диапазонами 2,4 или 5,0 ГГц обеспечивает эффективное использование доступной полосы пропускания, реализованной на подуровне Media Access Control (MAC). Стандартом поддерживается усовершенствованная обработка сигнала и модуляция, реализованная на физическом уровне (PHY), и используется Multiple Input Multiple Output (MIMO) для одновременного использования разнесенных передающей и приемной антенн;

- стандарт IEEE 802.11p, включающий беспроводной доступ в транспортных средах (Wireless Access in Vehicular Environments, WAVE) в диапазоне частот 5,9 ГГц (5,85–5,925 ГГц) и используемый приложениями Vehicle-to-Everything (V2X), который является беспроводной технологией взаимодействия транспортных средств для обеспечения лучшей поддержки различных интеллектуальных транспортных услуг и приложений с непосредственным окружением, таких как другие транспортные средства (V2V), придорожная инфраструктура, такая как плата за проезд (V2I), пешеходы (V2P) и т.п.;

- стандарт IEEE 802.11s применяется для создания беспроводной ячеистой системы нескольких взаимодействующих точек доступа без использования большей мощности сигнала в целях увеличения радиуса работы беспроводной сети и обеспечения хорошего уровня сигнала, (преимуществами ячеистых систем является обеспечение хорошего уровня сигнала, гибкость – легкое добавление новых узлов в сеть и расширение ее радиуса действия, легкое управление сетью, высокий уровень отказоустойчивости и балансировки нагрузки, оптимизированные соединения, а также уменьшение задержки при переключении на другой узел;

- стандарт IEEE 802.11ah обеспечивает бесшовную связь между крупномасштабными и энергоэффективными узлами датчиков (исполнительных механизмов) в Интернете за счет таких ключевых функций, как окно ограниченного доступа (Restricted Access Window, RAW), иерархической карты индикации трафика (Hierarchical Traffic Indication Map, TIM) и идентификатора ассоциации (Association Identifier, AID) для эффективного планирования и идентификации устройств, а также нескольких схем модуляции и кодирования (Modulation and Coding Schemes, MCS) для адаптивной передачи данных, которая улучшает возможности подключения IoT-приложений, путем расширения диапазона за счет поддержки субгигагерцевого диапазона и MIMO.

3. Беспроводные персональные сети

Аксессуары для БПЛА используют стандарт IEEE 802.15.4, предназначенный для создания маломощных и недорогих персональных вычислительных сетей с поддержкой связи Device-to-Device (D2D) в сетях сотовой связи – это недорогая технология беспроводного доступа с низкой скоростью передачи данных для устройств, работающих от батарей, определяющий уровни MAC и PHY для низкоскоростных беспроводных персональных сетей (LR-WPAN), а также использующийся как среда, применяющая широкий спектр сетевых протоколов, включая ZigBee, 6lowPAN и TinyOS.

С другой стороны, стандарт IEEE 802.15.4 со сверхширокополосным подключением (Ultra Wideband, UWB, известный как IEEE 802.15.4a) поддерживает более высокую скорость передачи данных, чем стандарт 802.15.4 2006 года. Сверхширокая полоса несущего сигнала беспроводной технологии связи UWB позволяет

передавать данные на небольшие расстояния при крайне низком энергопотреблении. Такая особенность UWB-связи определяется особенностью механизма передачи, заключающегося в том, что используется серия коротких импульсов (длительностью ≈ 1 нс). Чем шире его спектр и короче импульс, тем большая (в сравнении с узкополосной связью) ширина полосы требуется для таких импульсов.

Кроме того, технология обладает крайне низким, близким по силе к радиошуму, уровнем сигнала, благодаря чему UWB не вызывает помех для других традиционных видов радиосвязи. Например, сверхширокополосный приемо-передатчик DecaWave, произведенный компанией Qorvo и применяющий технологию импульсной радиосвязи UWB, обеспечивает измерение расстояния/местоположения с сантиметровой точностью и безопасную передачу данных с малой задержкой и низким энергопотреблением, обеспечивая максимальную скорость передачи данных до 6,8 Мбит/с и расширение дальности связи до 290 м при скорости передачи данных 110 Кбит/с и частоте ошибок пакетов 10 % [15].

В экспериментальном исследовании [16] представлено сравнение сверхширокой полосы пропускания (СШПП) в сравнении с маломощной, недорогой и надежной технологией беспроводной связи ZigBee, основанной на стандарте 802.15.4 и широко используемой в устройствах IoT, позволяющей устройствам общаться друг с другом по беспроводной связи. В условиях многолучевого распространения внутри помещений UWB превосходит ZigBee по дальности действия, скорости передачи данных и скорости потери пакетов. Для каналов распространения технология Air-to-ground (A2G), являющимся каналом связи типа «воздух-земля» для беспилотных летательных аппаратов также была исследована модель СШП-канала для определения потерь на трассе, многолучевости и характеристик каналов A2G на различных расстояниях и высотах полета БПЛА [17]. СШП-устройства широко используются для предоставления услуг определения местоположения внутри помещений, но об использовании для связи дронов между собой имеется ограниченное количество исследований.

Ограничения СШП-устройств связаны с действующими нормативными актами. Для контроля создаваемых СШП-устройствами помех перекрывающимися полосами часто рекомендуется применять низкую мощность

излучения, что устанавливается Европейским стандартом ETSI EN 302 065-1 [18]. Например, в предпочтительном диапазоне рабочей полосы пропускания 3,1 – 4,8 ГГц и 6 – 9 ГГц максимальная средняя спектральная плотность мощности не должна превышать -41,3 дБм/МГц. Стационарное размещение СШП-передатчика на открытом пространстве для использования в рое дронов и других видах авиации, необходимо также использовать другие более строгие отраслевые правила.

Далее рассмотрим беспроводные ячеистые сети для беспилотных летательных аппаратов, которые можно применять для эффективной маршрутизации данных. Такая топология с динамически связанными напрямую структурными узлами без соблюдения иерархии имеет сильную взаимосвязанность узлов, позволяющую диверсифицировать маршрут пересылки пакетов, а сообщения передаются через промежуточные узлы от любого источника к определенному месту назначения за несколько переходов (многоступенчатая передача). Преимущества ячеистых сетей: быстрая установка, низкие затраты на обслуживание, повышенная надежность доставки данных децентрализованной сетевой архитектуры. Недостатки: сбои в соединении из-за помех, мобильности, не соответствие требованиям по скорости передачи данных.

Для выполнения операций динамической самоорганизации и самоконфигурации в сетях с ячеистой топологией выполняются процедуры обнаружения и пиринга, позволяющие находить другие узлы и управлять их подключением в ячеистой сети. Обнаружение функционирующей беспроводной ячеистой сетью присоединяемого узла осуществляется одним из двух режимов механизма Mesh Peering Management (MPM) [19] пассивный режим (поиск радиомаяков во всем спектре радиоканалов) и активный режим (запросы на использование радиомаяков отправляются и принимаются). Соседние узлы связаны прямой связью только в том случае, если они являются одноранговыми сетевыми узлами. После обнаружения сети два ее соседних узла могут создать одноранговую сеть друг с другом.

Для облегчения создания и закрытия сетевого пиринга используется протокол MPM – поправка к стандарту IEEE 802.11 [20], устанавливающая, что сообщения запроса используются функцией объекта управления станцией (Station Management Entity, SME), а взаимо-

действие mesh-узлов осуществляется посредством функций объекта управления подуровня MAC (MAC Sublayer Management Entity, MLME). В сообщении подтверждения MPM сообщается о результатах запроса, а сообщение с указанием MPM используется MLME для передачи данных о любых состояниях взаимодействия с другими узлами в SME. Наконец, ответные сообщения MPM используются для отправки ответов на MLME, указанные MAC-адресами одноранговых узлов.

Сети с ячеистой топологией ретранслируют сообщения, используя либо метод флудинга, либо механизм маршрутизации. Сообщения пересылаются по пути от отправителя к узлу-получателю. Узлы принимают решения о пересылке на основе информации о пути в сети. Основная информация о переадресации состоит из MAC-адреса узла сети назначения, адреса следующего перехода, списка предшественников и срока службы информации о переадресации. Протокол выбора пути передачи данных mesh может быть полезен благодаря сочетанию элементов реагирования и проактивности, которые обеспечивают эффективный выбор пути в широком спектре ячеистых сетей. Несмотря на то, что стандарт mesh-сетей IEEE 802.11s не зависит от какого-либо конкретного протокола маршрутизации, в стандарте в качестве предпочтительного протокола маршрутизации продвигается гибридный протокол беспроводной маршрутизации (Hybrid Wireless Mesh Protocol, HWMP) [21].

Указанный протокол HWMP, сочетая гибкость процесса выбора пути по требованию с проактивным расширением дерева топологии, активная часть которого основана на специальном протоколе маршрутизации сети по требованию (Ad Hoc On-Demand Distance Vector, AODV) [22], который на основе метрики соединения и MAC-адреса осуществляет маршрутизацию, переключаясь в один из двух режимов:

1) «по требованию» – взаимодействие mesh-узлов с использованием сети равноправных узлов, имеющих одинаковые права доступа к сетевым ресурсам;

2) упреждающего построения дерева, расширяющий режим «по требованию» и обеспечивающий функциональность построения дерева.

Для передачи пакета данных mesh-сеть требуется соединение узлов, которое осуществляется с помощью протокола AODV, который

при поиске маршрутов в сети прибегает к следующим сообщениям-пакетам, реализованным как простые UDP-пакеты (маршрутизация по-прежнему основана на протоколе Интернета IP):

- запрос маршрута (Route request, RREQ) – широковещательное сообщение от узла-источника, передаваемое по всей сети (сообщение имеет time-to-live («время жизни»), ограничивающее количество переходов между узлами);

- ответ маршрута (Route reply, RREP) – сообщение, отправляемое по временному пути к запрашивающему узлу при получении узлом в сети запроса, он может (как правило, каждый узел сравнивает различные пути по их длине и выбирает наиболее удобный);

- ошибка маршрута (Route error, RERR) – сообщение, генерирующееся для оповещения остальной части сети о том, что узел больше не доступен;

- корневое извещение (Root announcement, RANN) – сообщения для распространения метрик пути к корневому mesh-узлу и не содержащее информации о пути.

Если исходному mesh-узлу необходимо найти путь к целевому узлу, он передает предварительный запрос с указанием целевого пути, указанного в списке целей. Получая новый предварительный запрос, mesh-узел создает или обновляет информацию о своем пути к исходному узлу сетки и распространяет предварительный запрос на соседние одноранговые узлы сетки. После создания или обновления пути к исходному mesh-узлу целевой узел сетки отправляет подготовительное сообщение с индивидуальным адресом обратно исходному mesh-узлу. Если mesh-узел, получивший PREQ, является целевым узлом, он отправляет PREP с индивидуальным адресом обратно на mesh-узел-отправителя после создания или обновления пути к отправителю. В проактивном режиме корневой mesh-узел периодически распространяет сообщения RANN в сети. При получении RANN каждый mesh-узел, создавший или обновивший путь к корневому mesh-узлу, отправляет индивидуально адресованный запрос PREQ корневому узлу через mesh-узел сетки, от которого он получил RANN.

Заключение

В статье представлен анализ приложений и обзор коммуникационных решений для проектирования роя дронов в аспекте существ-

ующих беспроводных технологий и управления ячеистой сетью для роботизированной связи, определенных в соответствии со стеком протоколов TCP/IP. Основными стандартами, нашедшими широкое применение в современных системах дистанционного управления беспилотными летательными аппаратами, как в потребительском сегменте, так и в промышленности, выступают IEEE 802.11 и IEEE 802.15.4. Серия IEEE 802.11 характеризуется более высокой пропускной способностью по сравнению с IEEE 802.15.4. Поправка к стандарту IEEE 802.11s, расширяя возможности Wi-Fi посредством ячеистых сетей, предлагает перспективную альтернативу низкоэнергетическим радиосетям.

Литература

1. Булатицкий Д.И., Селифонтов А.А. Подсистема визуализации программного комплекса для поиска людей и транспортных средств с помощью беспилотного летательного аппарата // Графикон: тр. Междунар. конф. по компьютерной графике и зрению 2022. № 32. С. 1102-1114.
2. Алгоритм поддержки принятия управленческих решений по применению БПЛА для поиска пострадавших при авиакатастрофах / И.О. Мамонтова [и др.] // Сибирский пожарно-спасательный вестник. 2024. Т. 32. № 1. С. 68-79.
3. Довгаль В.А., Довгаль Д.В. Анализ систем коммуникационного взаимодействия дронов, выполняющих поисковую миссию в составе группы // Вестник Адыгейского государственного университета. Серия 4: Естественно-математические и технические науки. 2020. № 4(271). С. 87-94.
4. Патент на полезную модель № 209690 U1 Российская Федерация, МПК В64С 39/02, H02J 50/00. устройство для увеличения продолжительности и дальности полета беспилотного летательного аппарата: № 2021129032: заявл. 04.10.2021: опубл. 18.03.2022 / Б.К. Сивяков, А.А. Скрипкин, Д.Б. Сивяков; заявитель ФГБОУ ВО «Саратовский государственный технический университет имени Гагарина».
5. ГОСТ Р 59520-2021 Беспилотные авиационные системы. Функциональные свойства станции внешнего пилота. Утверждены и введены в действие Приказом Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии от 27 мая 2021 г. № 475-ст.
6. Dovgal V.A. Making decisions about the placement of unmanned aerial vehicles based on the implementation of an artificial immune system in relation to information processing // Proceedings – 2021 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, ICIEAM 2021, Sochi, 17–21 мая 2021 года. Sochi, 2021. P. 828-833.
7. 3GPP, TR 22.803 V12.2.0 feasibility study for proximity services (ProSe) (Release 12), Technical Report, 2012, URL <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=653> (дата обращения 05.03.2025).

8. 3GPP, TR 23.703 V12.2.0 исследование по усовершенствованию архитектуры для поддержки услуг на основе близости (ProSe) (Release 12), технический отчет, 2013, URL <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=864> (дата обращения 05.03.2025).
9. 3GPP: Стандарты для IoT. 2020. URL: https://www.3gpp.org/news-events/3gpp-news/1805-iot_r14 (дата обращения 05.03.2025).
10. L. Zhang, H. Zhao, S. Hou, Z. Zhao, H. Xu, X. Wu, Q. Wu, R. Zhang, A survey on 5G millimeter wave communications for UAV-assisted wireless networks, IEEE Access 7 (2019) 117460–117504.
11. I. Qualcomm Technologies, LTE Unmanned aircraft systems, Technical Report, 2017, URL <https://www.qualcomm.com/media/documents/files/lte-unmannedaircraft-systems-trial-report.pdf> (дата обращения 05.04.2025).
12. R. Wirén Ericsson, 5G AND uav USe CASES IEEE 5G-IOT SUMMIT HELSINKI, Technical Report, 2017, <http://www.5gsummit.org/helsinki/docs/RWiren-5GandUAVusecases-2017-09-18.pdf> (дата обращения 05.04.2025).
13. QoS Analysis of Video Streaming in the UAV Networks with WiFi Standards / K.E. Korepanov [et al.] // Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikov. 2021. Vol. 24. No. 4. P. 73-79.
14. Zolanvari M., Jain R., Salman T. Potential data link candidates for civilian unmanned aircraft systems: A survey // IEEE Commun. Surv. Tutor. 22 (1) (2020) 292–319.
15. Тупиков П.А., Морозкина А.И., Хлыбова С.С. Исследование характеристик сверхширокополосного приемопередатчика стандарта IEEE802.15.4-2011 // Системы управления и информационные технологии. 2020. № 3(81). С. 60-63.
16. Experimental study of UWB connectivity in industrial environments / J.F. Schmidt, D. Neuhold, J. Klaue, D. Schupke, C. Bettstetter // Technical Report, 2018, URL <http://data.bettstetter.com/publications/schmidt-2018-ew-uw-b.pdf> (дата обращения 05.03.2025).
17. UWB Channel Sounding and Modeling for UAV Air-to-Ground Propagation Channels / W.A.G. Khawaja [et al.] // 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM) (2016): 1-7.
18. ETSI EN 302 065-1 V2.1.1 (2016-11), Technical Report, 2016, URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302000_302099/302065_01/02.01.01_60/en_30206501v020101p.pdf (дата обращения 05.04.2025).
19. Experimental performance analysis of two-hop aerial 802.11 networks / E. Yanmaz, S. Hayat, J. Scherer, C. Bettstetter // 2014 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Istanbul, Turkey, 2014, pp. 3118-3123.
20. Astudillo León J.P., De la Cruz Llopis L.J. A Joint Multi-Path and Multi-Channel Protocol for Traffic Routing in Smart Grid Neighborhood Area Networks. Sensors. 2018; 18(11):4052.
21. ISO/IEC/IEEE 8802-11:2022(Main) Telecommunications and information exchange between systems – Specific requirements for local and metropolitan area networks – Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications. URL: https://standards.iteh.ai/catalog/standards/iso/ca6bd113-7bb9-4e6f-bb84-93b14073f1c5/iso-iec-ieee-8802-11-2022?srltid=AfmBOooSPjcfpdd1FP91N1EjzpK0_k4urM9G23bdkHHe2p728VK-4nGkA (дата обращения 05.03.2025)
22. Impact of Ad-hoc on-demand distance vector on TCP traffic simulation using network simulator / A. Kumar, R. Shree, A. Kant Shukla [et al.] // Materials Today: Proceedings. 2022. Vol. 51. P. 95-103.

Поступила 14.03.2025, принята к публикации 24.04.2025

Информация об авторах

Довгаль Виталий Анатольевич – канд. техн. наук, доцент кафедры информационной безопасности и прикладной информатики, Майкопский государственный технологический университет (385000, Россия, Республика Адыгея, г. Майкоп, ул. Первомайская, 191), e-mail: urmia@mail.ru

ANALYZING COMMUNICATION PROTOCOLS FOR AUTONOMOUS UNMANNED AERIAL VEHICLES PERFORMING COOPERATIVE FLIGHT

V.A. Dovgal

Maykop State Technological University, Maykop, Russia

Abstract: communication is a key element of an autonomous unmanned aerial vehicle (UAV), determining its effectiveness, reliability and mobility. When organizing joint flights by several drones, the connection becomes even more important, ensuring data exchange, coordination of actions and the distribution of tasks between the devices. We investigated wireless communication protocols for organizing communication networks that control groups of drones. We considered the concept of cellular networks as an effective income for the distributed and one-ranking interaction of drones. We present an extensive review of scientific works on various methods of interaction between unmanned aerial vehicles. We examined a complete set of communication protocols used by unmanned aerial vehicles to transmit information when performing a flight, from third-generation cellular networks (3G) to modern wireless networks with high throughput, including Wi-Fi and Wlan, using a frequency range of 2.4 GHz and 5.8 GHz, local computational and personal networks with support connection. The study compared the ducts with a super-fist of passing stripes and low-power, inexpensive, but reliable alternative wireless technologies, the features and dependence of candidate solutions at each level of the communication system are presented

Key words: networked control system, networked control system model, wireless technologies, autonomous system, unmanned aerial vehicle, drone swarm, wireless communication mesh network

Acknowledgements: the article was written with the support of the grant of “Maykop State Technological University” no. NP11 2024 “Common intellectual information space of the region as a factor of its sustainable and effective development”

References

1. Bulatitskiy D.I., Selifontov A.A. “Visualization subsystem of the program complex for searching people and vehicles with the help of an unmanned aerial vehicle”, *Proc. of the Int. Conf. on Computer Graphics and Vision “Graphicon”*, 2022, no. 32, pp. 1102-1114.
2. Mamontova I.O., Skripnik I.L., Savelyev D.V., Kaverzneva T.T. “Algorithm of management decision support for the use of UAVs to search for victims in airplane crashes”, *Siberian Fire and Rescue Bulletin (Sibirskiy pozharно-spasatel'nyy vestnik)*, 2024, vol. 32, no. 1, pp. 68-79.
3. Dovgal V.A., Dovgal D.V. “Analysis of communication interaction systems of drones performing a search mission as a group”, *Vestnik of Adygeya State University (Vestnik Adygeyskogo gosudarstvennogo universiteta)*, 2020, no. 4(271), pp. 87-94.
4. Sivyakov B.K., Skripkin A.A., Sivyakov D.B. “Device for increasing the duration and range of an unmanned aerial vehicle” (“Ustroystvo dlya uvelicheniya prodolzhitel'nosti i dal'nosti poleta bespilotnogo letatel'nogo apparata”), patent for utility model no. 209690 U1 of the Russian Federation, publ. 18.03.2022.
5. GOST R 59520-2021 “Unmanned aircraft systems. Functional properties of the external pilot station. Approved and put into effect by the Order of the Federal Agency for Technical Regulation and Metrology dated May 27, 2021 no. 475-st.”
6. Dovgal V.A. “Making decisions about the placement of unmanned aerial vehicles based on the implementation of an artificial immune system in relation to information processing”, *Proc. of 2021 Int. Conf. on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, ICIEAM 2021*, Sochi, May 17-21, 2021, pp. 828-833.
7. “3GPP, TR 22.803 V12.2.0 feasibility study for proximity services (ProSe) (Release 12)”, technical report, 2012, available at: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=653> (date of access: 05.03.2025).
8. “3GPP, TR 23.703 V12.2.0 feasibility study for architecture enhancement to support proximity based services (ProSe) (Release 12)”, technical report, 2013, available at: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=864> (date of access: 05.03.2025).
9. “3GPP: Standards for IoT”. 2020. URL: https://www.3gpp.org/news-events/3gpp-news/1805-iot_r14 (date of access: 05.03.2025).
10. Zhang L., Zhao H., Hou S., Zhao Z., Xu H., Wu X., Wu Q., Zhang R. “A survey on 5G millimeter wave communications for UAV-assisted wireless networks”, *IEEE Access*, 2019, no. 7, pp. 117460-117504.
11. “I. Qualcomm Technologies, LTE Unmanned aircraft systems”, technical report, 2017, available at: <https://www.qualcomm.com/media/documents/files/lte-unmannedaircraft-systems-trial-report.pdf>. (date of access: 05.04.2025).
12. Wirén Ericsson R. “5G AND uav USE CASES IEEE 5G-IOT SUMMIT HELSINKI”, technical report, 2017, available at: <http://www.5gsummit.org/helsinki/docs/RWiren-5GandUAVusecases-2017-09-18.pdf>. (date of access: 05.04.2025)
13. Korepanov K.E., Kaisina I.A., Shibano R.E. et al. “QoS analysis of video streaming in the UAV networks with WiFi standards”, *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2021, vol. 24, no. 4, pp. 73-79.
14. Zolanvari M., Jain R., Salman T. “Potential data link candidates for civilian unmanned aircraft systems”, survey, *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, 2020, no. 22 (1), pp. 292-319, available at: <http://dx.doi.org/10.1109/COMST.2019.2960366>
15. Tupikov P.A., Morozkina A.I., Khlybova S.S. “Investigation of the characteristics of the IEEE802.15.4-2011 ultra-wideband transceiver”, *Control Systems and Information Technologies*, 2020, no. 3(81), pp. 60-63.
16. Schmidt J.F., Neuhold D., Klaue J., Schupke D., Bettstetter C. “Experimental study of UWB connectivity in industrial environments”, technical report, 2018, available at: <http://data.bettstetter.com/publications/schmidt-2018-ew-uwbb.pdf> (date of access: 05.03.2025).
17. Khawaja W.A.G. et al. “UWB channel sounding and Modeling for UAV Air-to-Ground propagation channels”, *2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 2016, pp. 1-7.
18. “ETSI EN 302 065-1 V2.1.1 (2016-11)”, technical report, 2016, available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302000_302099/30206501/02.01.01_60/en_30206501v020101p.pdf. (date of access: 05.03.2025).
19. Yanmaz E., Hayat S., Scherer J., Bettstetter Ch. “Experimental performance analysis of two-hop aerial 802.11 networks”, *2014 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Istanbul, Turkey, 2014, pp. 3118-3123.
20. Astudillo J., de la Cruz Llopis L. “A joint multi-path and multi-channel protocol for traffic routing in smart grid neighborhood area networks”, *Sensors*, 2018, no. 18(11), pp. 4052.
21. ISO/IEC/IEEE 8802-11:2022(Main) “Telecommunications and information exchange between systems – Specific requirements for local and metropolitan area networks – Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications”, available at: https://standards.iteh.ai/catalog/standards/iso/ca6bd113-7bb9-4e6f-bb84-93b14073f1c5/iso-iec-ieee-8802-11-2022?srltid=AfmBOooSPjcfpdd1FP91N1EjzpK0_k4urM9G23bdkHHe2p728VK-4nGkA (date of access: 05.03.2025)
22. Kumar A., Shree R., Kant Shukla A. et al. “Impact of Ad-hoc on-demand distance vector on TCP traffic simulation using network simulator”, *Materials Today*, 2022, vol. 51, pp. 95-103.

Submitted 14.03.2025; revised 24.04.2025

Information about the authors

Vitaliy A. Dovgal, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Maykop State Technological University (191 Pervomayskaya str., Maykop 385000, Republic of Adygea Russia), e-mail: urmia@mail.ru

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР СО ВСТРОЕННЫМИ ФНЧ И РФ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ПОДАВЛЕНИЯ ПАРАЗИТНЫХ ПОЛОС ПРОПУСКАНИЯ

А.Е. Рудь^{1,2}, А.В. Гречишкин^{1,2}, Л.Э. Черноиванов^{1,2}

¹АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Россия

²Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: микрополосковые полосовые фильтры на основе Hairpin топологии нашли широкое применение в различных радиоэлектронных устройствах за счет широкой и пологой полосы пропускания. Но вместе с тем такие фильтры имеют существенный недостаток в виде паразитных полос пропускания. Наличие паразитных полос пропускания может отрицательно сказываться на характеристиках устройств, в которых применены такие фильтры. Например, при использовании таких фильтров в цепях предварительной селекции радиоприемного устройства может быть затруднена реализация требуемых характеристик частотной избирательности. Таким образом, увеличение подавления паразитных полос пропускания в микрополосковых полосовых фильтрах является актуальным. В рамках данной работы исследована целесообразность применения фильтров нижних частот (ФНЧ) и режекторных фильтров (РФ) для встраивания в микрополосковый полосовой фильтр Hairpin топологии с целью увеличения подавления паразитных полос пропускания. Проведено электромагнитное моделирование амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) исходного микрополоскового полосового фильтра Hairpin-топологии, отдельно – микрополосковых режекторных фильтров и микрополосковых фильтров нижних частот, а также микрополоскового полосового фильтра Hairpin-топологии со встроенными режекторными фильтрами и фильтром нижних частот. Измерены амплитудно-частотные характеристики опытных образцов оригинальной Hairpin топологии и ее модифицированной версии со встроенными режекторными фильтрами и фильтром нижних частот. Проведено сравнение измеренных характеристик и габаритов опытных образцов

Ключевые слова: микрополосковый фильтр, полосовой фильтр, паразитная полоса пропускания, ФНЧ, РФ

Введение

В работе [1] рассматривался вопрос обеспечения подавления паразитных полос пропускания [2-6] с минимизацией габаритов для микрополосковых полосовых фильтров Hairpin топологии за счет внесения асимметрии, разделения исходных резонаторов с образованием новых связей между разделенными частями, а также переходом волнового сопротивления в резонаторах. Подавление паразитных полос пропускания необходимо для улучшения избирательности, а также для увеличения динамического диапазона по интермодуляции приемных устройств.

В рамках данной работы для увеличения подавления паразитных полос пропускания предлагается встроить микрополосковые фильтры нижних частот и режекторные фильтры в модифицированную методикой из [1] Hairpin топологию.

Целью работы является определение целесообразности встраивания ФНЧ и РФ в полосовой фильтр с целью подавления паразитных полос пропускания, с помощью моделирования и макетирования, для чего необходимо:

- с помощью электромагнитного моделирования подобрать параметры модифицированной топологии со встроенными ФНЧ и РФ;
- провести измерения электрических и габаритных параметров опытных образцов оригинальной и модифицированной топологий;
- произвести сравнение и по результатам установить применимость модификаций.

Моделирование модифицированной топологии со встроенными ФНЧ и РФ

В качестве исходного был выбран полосовой фильтр 5-го порядка (рис. 1, а) с рабочим диапазоном частот 1600-2000 МГц, имеющий паразитные полосы пропускания на частотах 3000-4000 МГц, 5100-6000 МГц, 6500-7600 МГц. Модификация (рис. 1, б) методом из [1] позволила уменьшить уровень паразитных полос до -20 дБ.

Для увеличения подавления [7-8] в диапазоне 3000-4000 МГц и 6500-7600 МГц были выбраны режекторные фильтры, обобщенная топология которых представлена на рис. 2, а; для диапазона от 5000 МГц – фильтр нижних частот, топология которого представлена на рис. 2, б. В ходе оптимизации изменялась ширина и длина резонаторов в РФ и ФНЧ. Топология РФ и

ФНЧ была выбрана из соображения обеспечения подавления паразитных полос пропускания при минимальном изменении габаритов исходного

фильтра. АЧХ моделей ФНЧ и РФ, нанесенные на АЧХ исходного и модифицированного фильтра приведены на рис. 3.

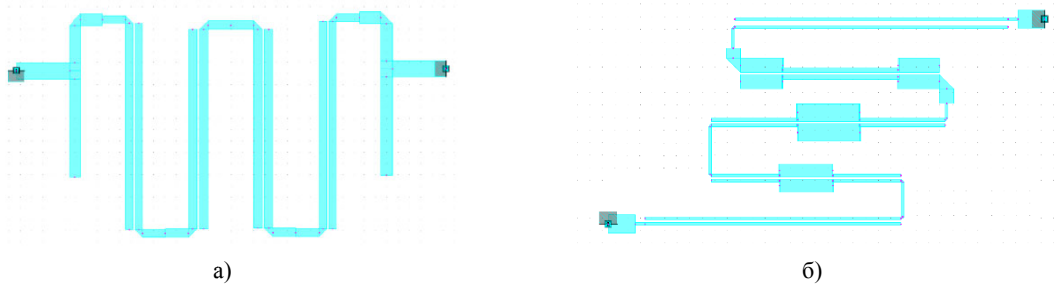


Рис. 1. а) топология Hairpin; б) модифицированная топология Hairpin



Рис. 2. а) обобщенная топология режекторных фильтров; б) топология фильтра нижних частот

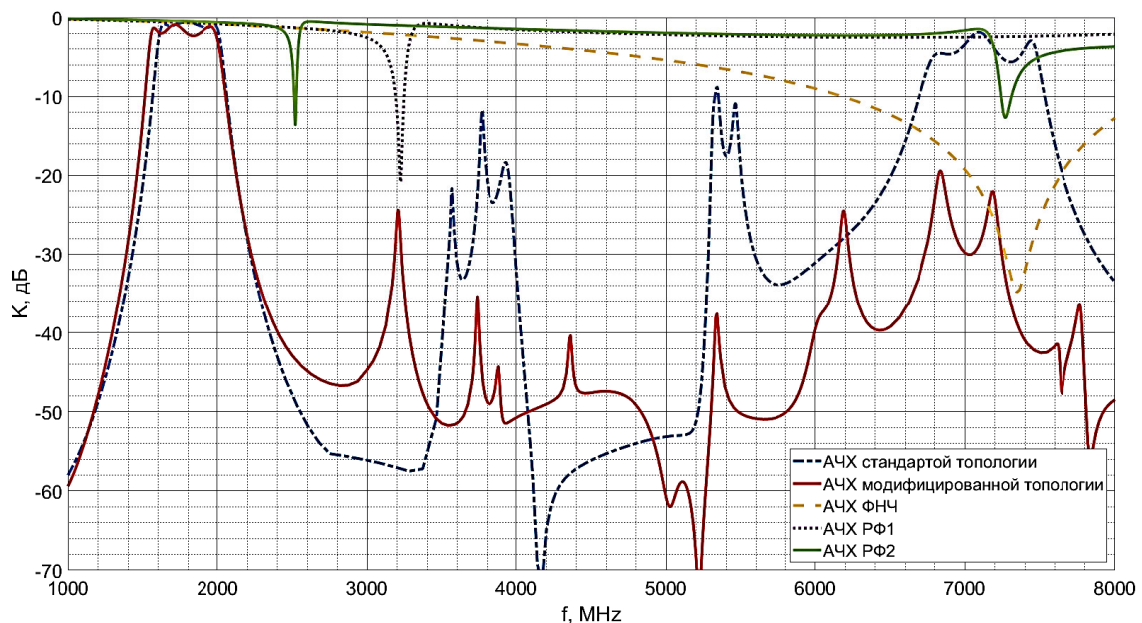


Рис. 3. АЧХ моделей исходного и модифицированного фильтра, ФНЧ и РФ

Стоит заметить, что второй режекторный фильтр (РФ 2) имеет паразитную полосу заграждения (паразитный резонанс) на частоте 2500 МГц, обусловленную выбранным с учетом ограничения, накладываемого технологией изготовления (расстояние между резонаторами не менее 150 мкм), расстоянием между резонаторами фильтра, а также габаритным ограниче-

нием всего полосового фильтра. Не смотря на невозможность сместить паразитный резонанс или полностью ликвидировать его, встраивание ФНЧ и РФ в исходную топологию позволяют улучшить подавление паразитных полос пропускания. На рис. 4 приведены нанесенные друг на друга АЧХ трех полосовых фильтров.

По результатам моделирования видно, что

встраивание ФНЧ и РФ позволяет увеличить подавление паразитных полос до -30 дБ.

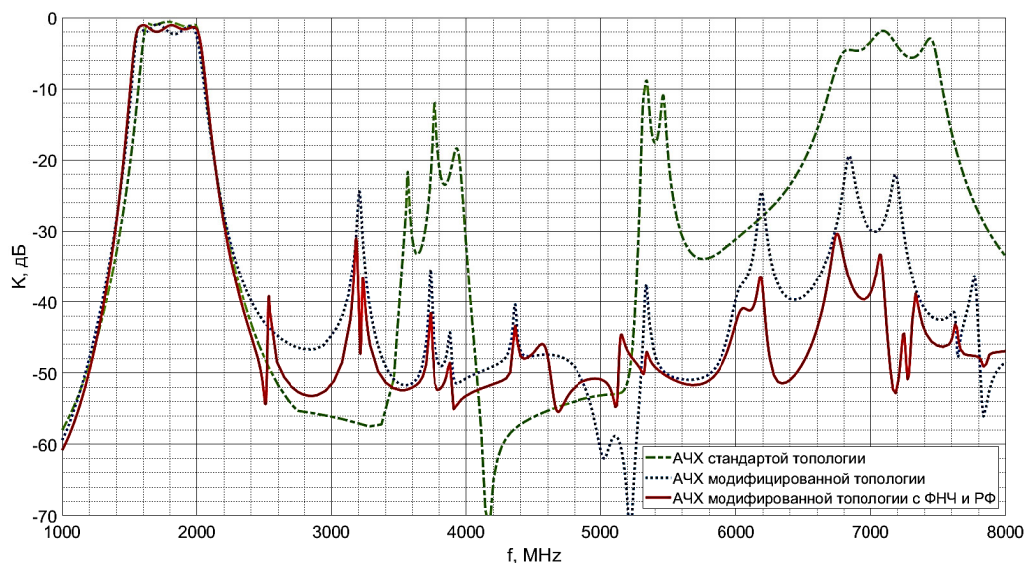


Рис. 4. Сравнение АЧХ моделей микрополосковых полосовых фильтров

Измерение параметров опытных образцов

На рис. 5 приведены изображения опытных образцов микрополоскового полосового фильтра Hairpin-топологии [9-10] и его модифицированной версии с ФНЧ и РФ, изготовленных на фольгированном диэлектрическом материале RO4003C.

На рис. 6 приведены измеренные АЧХ опытных образцов, в табл. 1 приведено сравнение характеристик и габаритов.

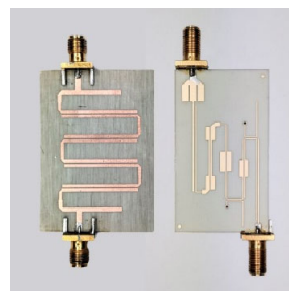


Рис. 5. Внешний вид опытных образцов: топология Hairpin (сверху); модифицированная топология Hairpin (снизу)

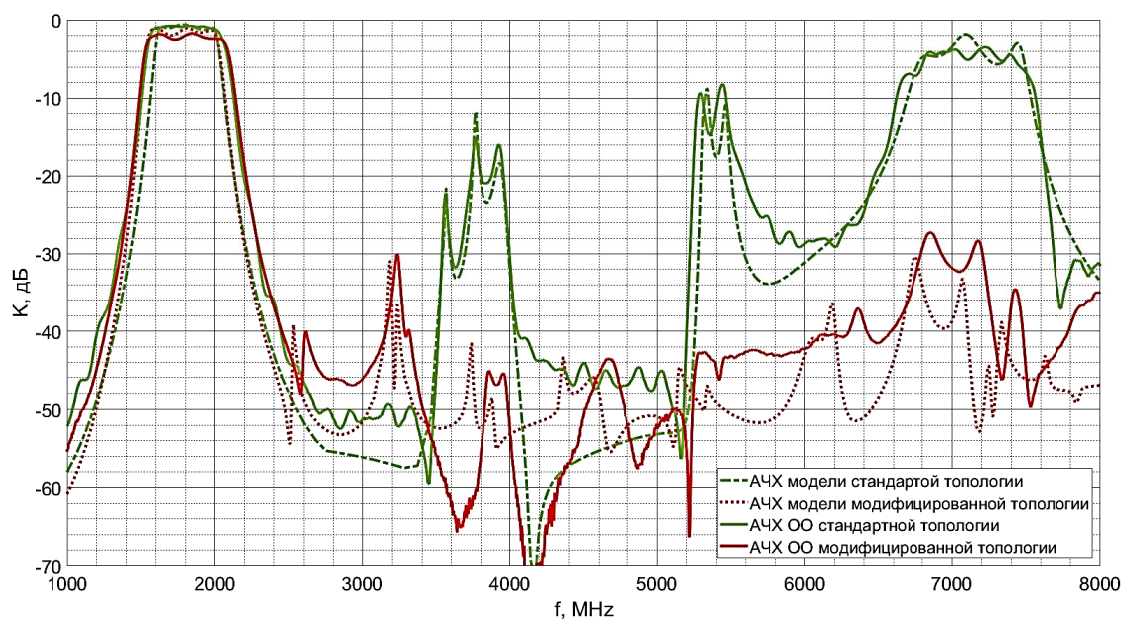


Рис. 6. Сравнение АЧХ опытных образцов

Таблица 1

Тополо- гия	Полоса пропуска- ния, МГц	Паразитные по- лосы пропуска- ния, МГц	Подавление за полосой пропускания, дБ	Потери в по- лосе пропус- кания, дБ	Неравномер- ность в полосе пропускания, дБ	Пло- щадь, см ²
Hairpin	1600-2000	3000-4000 5100-6000 6500-7600	-15.04 -8.18 -3.43	-0.88	0.15	12.95
Мод. Hairpin	1600-2000	3000-4000 5100-6000 6500-7600	-30 -45.09 -27.23	-2.13	0.81	15.3

Заключение

В рамках работы проведено сравнение оригинальной Hairpin топологии с ее модификацией, путем измерения АЧХ опытных образцов. По результатам, представленным в табл. 1 и на рис. 6, можно сделать вывод, что встраивание ФНЧ и РФ в модифицированную Hairpin топологию позволяет увеличить подавление паразитных полос до -27 дБ, при незначительном увеличении габаритов, потерь и неравномерности в полосе пропускания. Также стоит отметить, что АЧХ опытных образцов с достаточной для инженерной практики точностью соответствует результатам моделирования.

Литература

1. Модификация Hairpin топологии микрополосковых полосовых фильтров для обеспечения подавления паразитных полос пропускания с минимизацией габаритов / А.Е. Рудь, А.В. Гречишкин, Л.Э. Черноиванов, А.В. Останков // Электроника и микроэлектроника СВЧ: сб. тр. XIII всерос. науч.-техн. конф., 2024. С. 262-266.
2. Kio J.T., Jiang M., Chang H.J. Design of parallel coupled microstrip filters with suppression of spurious resonances using substrate suspension // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2004. Vol. 52. № 1. pp. 83-89.

3. Kio J.T., Hsu W.H., Huang W.T. Parallel coupled microstrip filters with suppression of harmonic response // IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett. 2002. Vol. 12. № 10. pp. 383-385.
4. Mandeep J.S. Microstrip bandpass filter at S-band using capacitive coupled resonator // Microwave Journal. 2007. pp. 223-228.
5. Bahl I.J. Capacitively Compensated High Performance Parallel Coupled Microstrip Filters // MTTTS Digest, 1989. pp. 679-682.
6. Kuo J.-T., Jiang M. Enhanced Microstrip Filter With a Uniform Dielectric Overlay for Suppressing the Second Harmonic Response // IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett. 2004. Vol. 14. № 9. pp. 419-421.
7. Кузьмина Н.И. Микрополосковый фильтр // Патент СССР №1406670.
8. Колмакова И.В. Микрополосковые узкополосные СВЧ фильтры с подавлением паразитных полос: автореф. дис. ... канд. техн. наук. Санкт-Петербург, 2013. 18 с.
9. К вопросу о макетировании микрополосковых полосовых фильтров в лабораторных условиях / А.Е. Рудь, Л.Э. Черноиванов, И.А. Арзамасцев, А.В. Гречишкин // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19 № 6 С. 115-120.
10. К вопросу о макетировании микрополосковых полосовых фильтров в лабораторных условиях. Часть 2 / А.Е. Рудь, Л.Э. Черноиванов, И.А. Арзамасцев, А.В. Гречишкин // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2024. Т. 20. № 2. С. 167-171.

Поступила 19.03.2025; принята к публикации 25.04.2025

Информация об авторах

Рудь Анастасия Евгеньевна – ассистент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84); старший конструктор, АО «Концерн «Созвездие» (394018, Россия, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14), e-mail: anastas.rud2012@yandex.ru

Гречишкин Александр Владимирович – канд. техн. наук, доцент кафедры систем информационной безопасности, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84); начальник сектора, АО «Концерн «Созвездие» (394018, Россия, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14), e-mail: grechishkin.av@mail.ru

Черноиванов Леонид Эдуардович – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84); конструктор, АО «Концерн «Созвездие» (394018, Россия, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14), e-mail: leonidfya@vk.com

EMBEDDING LPF AND NF IN A MICROSTRIP BANDPASS FILTER TO IMPROVE THE SUPPRESSION OF PARASITIC BANDWIDTHS

A.E. Rud^{1,2}, A.V. Grechishkin^{1,2}, L.E. Chernoiyanov^{1,2}

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: microphone strip filters based on Hairpin topology are widely used in various electronic devices due to a wide and gentle bandwidth. But at the same time, such filters have a significant drawback in the form of parasitic bandwidth. The presence of parasitic bandwidths can adversely affect the characteristics of the devices in which such filters are used. For example, when using such filters in the preliminary selection chains of a radio receiver, the implementation of the required characteristics of frequency selectivity can be launched. Thus, an increase in the suppression of parasitic bands in microstrip filters is relevant. Within the framework of this work, we investigated the feasibility of the use of lower frequencies (LPF) and notch filters (NF) for embedding in the micropoline strip of the Hairpin plowing in order to increase the suppression of parasitic bands of passage. We carried out electromagnetic modeling of the amplitude-frequency characteristics of the initial micropoline strip filter of Hairpin-topology, separately-micropoline notch filters and low-frequency filters, as well as a micropoline strip filter Hairpin-topology with built-in notch filters and the lower filter frequency. We measured the amplitude-frequency characteristics of the prototypes of the original hairpin topology and its modified version with built-in retailers and lower frequencies filter. We carried out a comparison of the measured characteristics and dimensions of prototypes

Key words: microstrip filter, bandpass filter, parasitic bandwidth, LPF, NF

References

1. Rud A.E., Grechishkin A.V., Chernoiyanov L.E., Ostankov A.V. "Modification of the Hairpin topology of microstrip bandpass filters to ensure suppression of parasitic bandwidth while minimizing dimensions", *Proc. of the XIII All-Russian Sc. and Tech. Conf.: Microwave Electronics and Microelectronics (Elektronika i mikroelektronika SVCH)*, p. 262-266.
2. Kio J.T., Jiang M., Chang H.J. "Design of parallel coupled microstrip filters with suppression of spurious resonances using substrate suspension", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 2004, vol. 52, no. 1, pp. 83-89
3. Kio J.T., Hsu W.H., Huang W.T. "Parallel coupled microstrip filters with suppression of harmonic response", *IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett.*, 2002, vol. 12, no. 10, pp. 383-385.
4. Mandeep J.S. "Microstrip bandpass filter at S-band using capacitive coupled resonator", *Microwave Journal*, 2007, pp. 223-228
5. Bahl I.J. "Capacitively compensated high performance parallel coupled microstrip filters", *MTTS Digest*, 1989, pp. 679-682.
6. Kuo J.T., Meshon J. "Enhanced microstrip filter with a uniform dielectric overlay for suppressing the second harmonic response", *IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett.*, 2004, vol. 14, no. 9, pp. 419-421.
7. Kuz'mina N.I. "Microstrip filter" ("Mikropoloskovyy fil'tr"), USSR patent no. 1406670.
8. Kolmakova I.V. "Microstrip narrowband microwave filters with suppression of parasitic bands" ("Mikropoloskovyye uzkopolosnye SVCH fil'try s podavleniyem parazitnykh polos"), abstract of the Cand. Tech. Sc. diss., Saint-Petersburg, 2013, 18 p.
9. Rud A.E., Chernoiyanov L.E., Arzamastsev I.A., Grechishkin A.V. "To the question about microstrip bandpass filters prototyping in the laboratory conditions", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 6, p. 115-120.
10. Rud A.E., Chernoiyanov L.E., Arzamastsev I.A., Grechishkin A.V. "To the question about microstrip bandpass filters prototyping in the laboratory conditions. Part 2", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2024, vol. 20, no. 2, p. 167-171.

Submitted 19.03.2025; revised 25.04.2025

Information about the authors

Anastasiya E. Rud, assistant, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str, Voronezh 394006, Russia); Senior Constructor, JSC «Concern «Sozvezdie» (14 Plekhanovskaya str., Voronezh 394018, Russia), e-mail: anastas.rud2012@yandex.ru
Aleksandr V. Grechishkin, Cand. Sci. (Technical), Associate Professor, Departments of Information Security Systems, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str, Voronezh 394006, Russia); Head of Sector, JSC «Concern «Sozvezdie» (14 Plekhanovskaya, Voronezh 394018, Russia), e-mail: grechishkin.av@mail.ru
Leonid E. Chernoiyanov, graduate student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str, Voronezh 394006, Russia); Constructor, JSC «Concern «Sozvezdie» (14 Plekhanovskaya, Voronezh 394018, Russia), e-mail: leonidfya@vk.com

СПОСОБ ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ С ДВОИЧНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ**А.Н. Глушков¹, К.Р. Частухин¹, Ю.В. Литвиненко², Д.Г. Пантенков³****¹Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия****²Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия****³АО «Научно-исследовательский институт современных телекоммуникационных технологий», г. Смоленск, Россия**

Аннотация: рассмотрены проблемы цифровой обработки сигналов и создания помехоустойчивых каналов передачи данных радиотехнических систем и комплексов связи. Увеличение быстродействия, повышение помехозащищенности, устойчивость к электромагнитным помехам различного рода и уменьшение вычислительных затрат, необходимых для реализации приемных и передающих устройств являются первостепенными задачами при проектировании и разработке комплексов и систем радиосвязи. Проведен анализ существующих видов манипуляции узкополосных сигналов в цифровых системах связи и определен наиболее помехоустойчивый вид манипуляции – двоичная фазовая манипуляция. Приведены временное представление сигнала с двоичной фазовой манипуляцией и его математическая модель. Рассмотрена проблема реализации демодуляторов двоичных фазоманипулированных сигналов. Проведен анализ существующих радиотехнических комплексов и систем радиосвязи, а также способов демодуляции двоичных фазоманипулированных сигналов. Предложен новый способ демодуляции сигналов с двоичной фазовой манипуляцией, предложена структурная схема устройства его реализующего и рассмотрен принцип работы разработанного устройства. Проведено исследование помехоустойчивости предложенного способа и сравнение полученных характеристик с теоретическими данными. Рассмотрена возможность реализации разработанного способа демодуляции сигналов с двоичной фазовой манипуляцией на программируемых логических интегральных схемах

Ключевые слова: демодуляция, цифровая обработка сигналов, аналого-цифровое преобразование, программируемые логические интегральные схемы

Введение

Актуальные вызовы современной радиотехники включают задачи эффективной цифровой обработки сигналов и создания надежных помехоустойчивых систем передачи данных. Эти направления остаются ключевыми при проектировании перспективных радиотехнических комплексов и телекоммуникационных систем. Увеличение быстродействия, устойчивость к различным электромагнитным помехам и повышение помехозащищенности являются первоочередными задачами при проектировании систем приема и передачи информации.

Согласно теоретическим исследованиям [1-3] известно, что самым помехоустойчивым видом модуляции является фазовая модуляция в аналоговых системах и двоичная фазовая манипуляция в цифровых системах.

Современные подходы к реализации демодуляторов сигналов с двоичной фазовой манипуляцией (Binary Phase-Shift Keying (BPSK)) существенно отличаются от традиционных решений. Если классические методы демодуля-

ции требуют сложных аппаратных структур и трудоемкой настройки [1, 2], то современные цифровые технологии позволяют эффективно реализовывать сложные алгоритмы обработки сигналов на компактных аппаратных платформах, в частности на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС).

Ключевыми преимуществами современного подхода являются: отказ от громоздких аналоговых схем в пользу цифровой обработки, возможность программной реализации сложных алгоритмов, компактность и энергоэффективность решений на ПЛИС, гибкость конфигурации и простота модификации.

Разработка способов демодуляции сигналов с фазовой манипуляцией на базе ПЛИС позволяет реализовать различные подходы при проектировании радиотехнических устройств. Это дает возможность встроить в устройства обработки информации блоки цифровой обработки сигналов, что позволит с помощью данных блоков реконфигурировать разрабатываемую систему.

Цель работы – разработка способа демодуляции двоичных фазоманипулированных сигналов.

Математическая модель сигнала с двоичной фазовой манипуляцией может быть представлена следующим выражением:

$$S(t) = A \times \sin(2\pi f_0 t + b(t)\varphi_0), \quad (1)$$

где A – значение амплитуды сигнала,
 f_0 – частота несущей,

$b(t)$ – информационный модулирующий фазу символ со значениями 1 или -1,
 φ_0 – начальная фаза сигнала.

Временное представление сигнала с двоичной фазовой модуляцией приведено на рис. 1, на котором показан сигнал низкой промежуточной частоты 10 МГц.

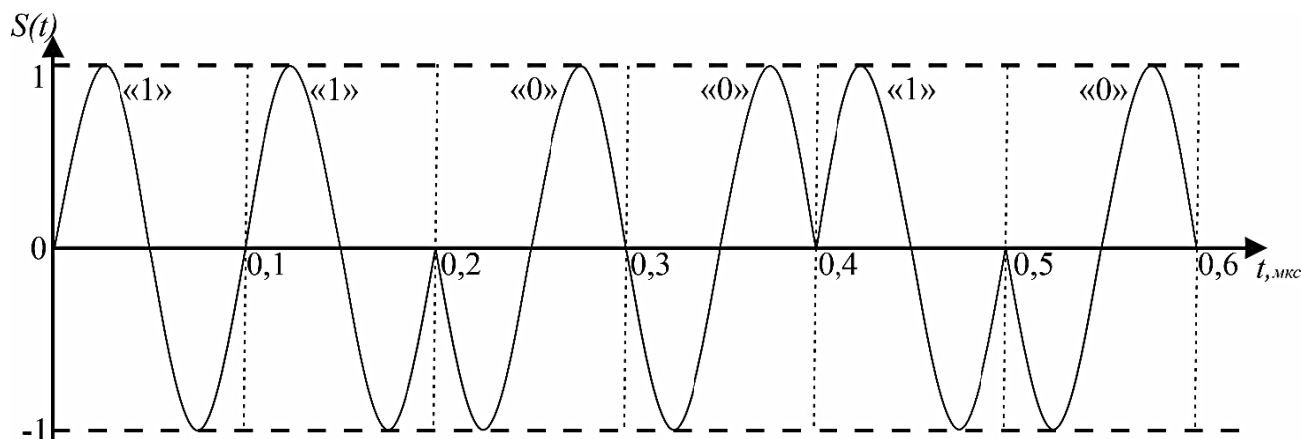


Рис. 1. Временное представление сигнала с двоичной фазовой манипуляцией

Демодуляция сигналов с двоичной фазовой манипуляцией сводится к решению двух задач: обнаружение гармонического колебания в заданной полосе частот и определение его знака (1 или -1) [3].

Алгоритм обнаружения гармонического колебания подробно описан в [4], а способ определения знака описан в настоящей работе.

Описание способа демодуляции

Для осуществления демодуляции двоичных фазоманипулированных сигналов можно воспользоваться следующим способом, реализованном в устройстве, структурная схема которого представлена на рис. 2.

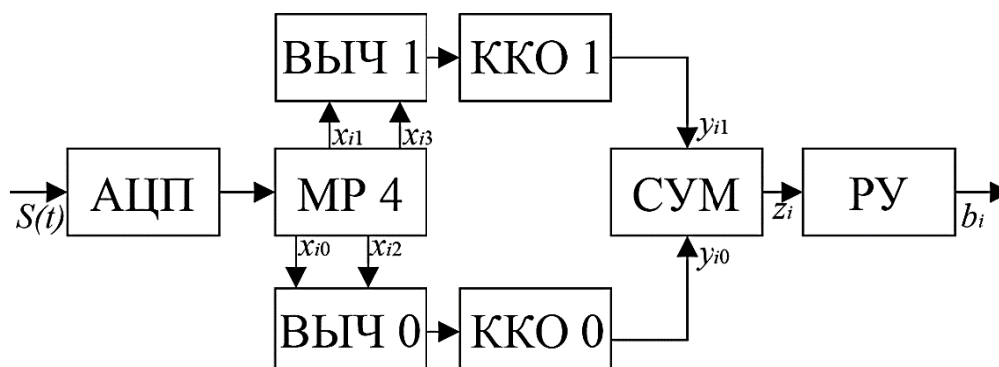


Рис. 2. Структурная схема устройства демодуляции сигналов с двоичной фазовой манипуляцией

Структурная схема состоит из:

- аналого-цифрового преобразователя (АЦП);
- многоразрядного регистра сдвига на 4 отсчета (МР4);
- вычитателей (ВЫЧ 0 и ВЫЧ 1);
- каналов квадратурной обработки (ККО 0 и ККО 1);

- сумматора (СУМ);
- решающего устройства (РУ).

Демодулятор работает следующим образом.

Информационный сигнал с BPSK после переноса на промежуточную частоту поступает на вход аналого-цифрового преобразователя, формирующего по четыре отсчета значений амплитуд информационного сигнала x_{i0} , x_{i1} , x_{i2} , x_{i3} с

периодом повторения $T = 1/f_0$, в соответствии с частотой дискретизации $f_{\text{дискр}} = 4f_0$.

Процесс дискретизации показан на рис. 3 для двух последовательных информационных элементов длительностью соответственно при передаче 1 S_1 и при передаче 0 S_0 .

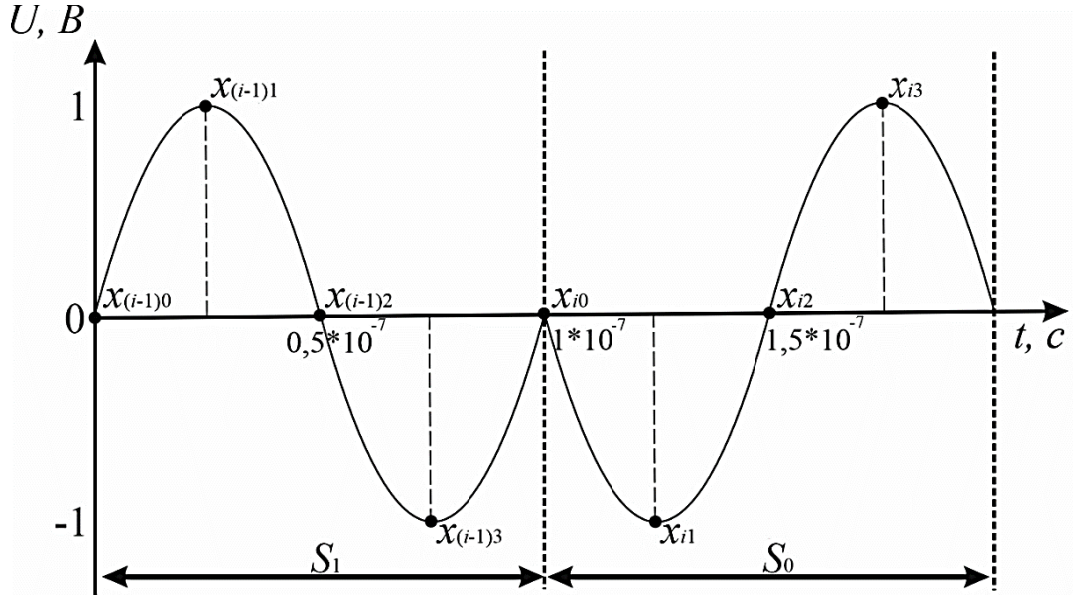


Рис. 3. Формирование отсчетов BPSK сигнала

Амплитуды дискретизированных отсчетов последовательно запоминаются в МР 4.

Далее, значения четных отсчетов (x_{i1} и x_{i3}) вычитаются между собой в вычитателе ВЫЧ 1, а значения нечетных отсчетов (x_{i0} и x_{i2}) в вычитателе ВЫЧ 0 соответственно.

После вычитателей полученные разности поступают на вход каналов квадратурной обработки, в результате которой на выходе ККО 0 имеем:

$$y_{i0} = \sum_{i=0}^{N-1} (x_{i0} - x_{i2}), \quad (2)$$

а на выходе канала квадратурной обработки 1:

$$y_{i1} = \sum_{i=0}^{N-1} (x_{i1} - x_{i3}), \quad (3)$$

где $N-1$ – количество обрабатываемых информационных символов двоичного фазоманипулированного сигнала, поступающего на вход аналого-цифрового преобразователя, i – номер текущего информационного символа.

Предложенный способ отличается от известного [4] тем, что вместо квадратурного вычислителя отклики каналов квадратурной обработки y_0 и y_1 поступают в сумматор, что позволяет упростить схему устройства и уменьшить вычислительные затраты, необходимые в прототипе для возведения y_0 и y_1 в квадрат.

На выходе сумматора получается значение амплитуды z_i :

$$z_i = y_{i0} + y_{i1}. \quad (4)$$

Далее результирующий сигнал z_i подается на вход решающего устройства, выполняющего функцию компаратора, который потактно (побитно) сравнивает принятое значение с предыдущим и выдает следующие значения:

$$\begin{cases} b_i = 1 \text{ если } z_i \geq z_{i-1}, \\ b_i = 0 \text{ если } z_i < z_{i-1}. \end{cases} \quad (5)$$

Выход решающего устройства и является выходом демодулятора.

С целью проверки разработанного способа на помехоустойчивость проведено статистическое моделирование, в результате которого были получены характеристики помехоустойчивости [5].

Как указано в источнике [3], минимально достижимая вероятность ошибки при когерентной демодуляции двоичных фазоманипулированных (BPSK) сигналов равна:

$$P_b = \frac{\sqrt{2E_b}}{N_0}. \quad (6)$$

Полученные характеристики помехоустойчивости представлены на рис. 4, где под цифрой 1 указаны теоретические значения для

приема двоичных фазоманипулированных сигналов (6), а под цифрой 2 отображены значения, полученные в результате моделирования.

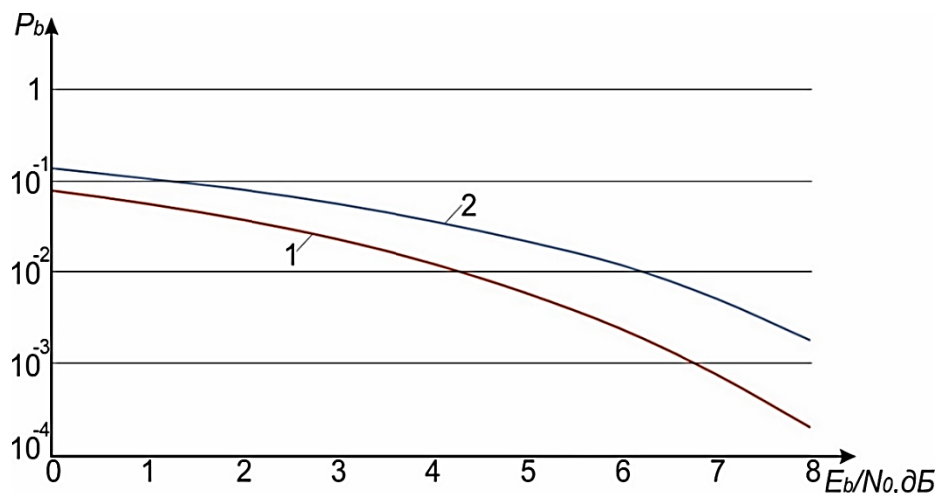


Рис. 4. Зависимости вероятности появления битовой ошибки от ОСШ

Полученная зависимость подтверждает, что разработанный способ демодуляции сигналов с двоичной фазовой манипуляцией является адекватным, так как теоретическая характеристика и полученная зависимость практически совпадают.

Заключение

Предложенный способ оптимизирован для реализации на ПЛИС, что обеспечивает простую аппаратную реализацию всех функциональных блоков при сравнительно низких вычислительных затратах.

Накопление обработанных сигнальных отсчетов осуществляется с линейной зависимостью от времени, что соответствует принципам согласованной фильтрации и обеспечивает повышенную помехоустойчивость устройства демодуляции.

В настоящей работе предложен новый способ демодуляции сигналов с двоичной фа-

зовой манипуляцией, структурная схема устройства его реализующего и приведены показатели помехоустойчивости разработанного способа. Направлением дальнейших исследований является сравнение полученных значений помехоустойчивости с значениями помехоустойчивости существующих способов демодуляции.

Литература

1. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. М.: Радио и связь, 1991. 296 с.
2. Meyr H. Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing / H. Meyr, M. Moeneclaey, S.A. Fechtel. New York: John Wiley & Sons, Inc, 1998. 843 p.
3. Скляр Б. Цифровая связь. М.: Вильямс, 2003. 1104 с.
4. Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Попов П.А. Быстрый цифровой алгоритм обнаружения узкополосного сигнала // Вестник ВГТУ. 2002. Вып. 4.2. С. 6-8.
5. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи: основы теории и принципы реализации. М.: Наука, 2009. 358 с.

Поступила 21.04.2025; принята к публикации 12.05.2025

Информация об авторах

Глушков Алексей Николаевич – канд. техн. наук, доцент, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), e-mail: a.glushkov75@yandex.ru

Частухин Кирилл Романович – адъюнкт, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), e-mail: k.chastukhin@mail.ru

Литвиненко Юлия Владимировна – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: j.v.litvinenko@yandex.ru

Пантенков Дмитрий Геннадьевич – канд. техн. наук, руководитель направления стратегических исследований – главный конструктор АО «Научно-исследовательский институт современных телекоммуникационных технологий» (214012, Россия, г. Смоленск, ул. Ново-Ленинградская, 10), e-mail: pantenkov88@mail.ru

METHOD FOR DEMODULATING SIGNALS WITH BINARY PHASE-SHIFT KEYING

A.N. Glushkov¹, K.R. Chastukhin¹, Yu.V. Litvinenko², D.G. Pantenkov³

¹**Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia**

²**Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia**

³**Scientific Research Institute of Modern Telecommunication Technologies, Smolensk, Russia**

Abstract: we examined problems of digital signal processing and creating noise-resistant data transmission channels for radio engineering systems and communication complexes. Increasing processing speed, enhancing interference immunity, improving resistance to various types of electromagnetic interference, and reducing computational costs required for implementing receiving and transmitting devices are primary objectives in the design and development of radio communication systems and complexes. We conducted an analysis of existing modulation techniques for narrowband signals in digital communication systems, with binary phase-shift keying (BPSK) identified as the most noise-resistant modulation method. We provide the time-domain representation of a BPSK signal and its mathematical model. Additionally, we explored the challenges in implementing demodulators for binary phase-shift keyed signals. We performed an evaluation of existing radio engineering systems and communication complexes, as well as methods for demodulating BPSK signals. We proposed a novel approach to BPSK signal demodulation, along with a structural diagram of the implementing device and an explanation of its operational principle. We carried out a study on the noise immunity of the proposed demodulation method, comparing the obtained performance characteristics with theoretical data. We have examined the feasibility of implementing the developed BPSK demodulation technique on programmable logic integrated circuits (FPGAs)

Key words: demodulation, digital signal processing, analog-to-digital conversion, programmable logic integrated circuits

References

1. Okunev Yu.B. “Digital transmission of information by phase-modulated signals” (“Tsifrovaya peredacha informatsii fazomodulirovannymi signalami”), Moscow: Radio and I svyaz’, 1991, 296 p.
2. Meyr H., Moeneclaey M., Fechtel S.A. “Digital communication receivers: synchronization, channel estimation, and signal processing”, New York: John Wiley & Sons, Inc, 1998, 843 p.
3. Sklyar B. “Digital communication” (“Tsifrovaya svyaz”), Moscow: Williams, 2003, 1104 p.
4. Glushkov A.N., Litvinenko V.P., Popov P.A. “Fast digital narrowband signal detection algorithm”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2002, vol.4, no. 2, pp. 6–8
5. Borisov V.I. “Noise immunity of radio communication systems: fundamentals of theory and principles of implementation” (“Pomekhozashchishchennost’ sistem radiosvyazi: osnovy teorii i printsiipy realizatsii”), Moscow: Nauka, 2009, 308p.

Submitted 21.04.2025; revised 12.05.2025

Information about the authors

Aleksey N. Glushkov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Air Force Academy» (54a Starih Bolshevikov str., Voronezh 394064, Russia), e-mail: a.glushkov75@yandex.ru

Kirill R. Chastukhin, graduate student, Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Air Force Academy» (54a Starih Bolshevikov str., Voronezh 394064, Russia), e-mail: k.chastukhin@mail.ru

Yuliya V. Litvinenko, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394026, Russia), e-mail: j.v.litvinenko@yandex.ru

Dmitriy G. Pantenkov, Cand. Sc. (Technical), Head of Strategic Research – Chief Designer, Scientific Research Institute of Modern Telecommunication Technologies (10 Novo-Leningradskaya str., Smolensk 214012, Russia), e-mail: pantenkov88@mail.ru

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ В РАДИОПРИЕМНИКАХ С ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ

Ю.М. Беляев, Р.И. Буров, А.И. Гревцев, В.В. Капитанов, М.Л. Паринов

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

Аннотация: в настоящее время в современных радиоприемниках используются методы цифровой обработки сигналов, которые позволяют создавать устройства с характеристиками, недоступными для аналоговых методов обработки сигналов. С увеличением быстродействия цифровой элементной базы приемо-передающей аппаратуры, алгоритмов обработки информации, а также применение квадратурных сигналов, существенно возросла скорость приема и обработки больших объемов видео-, аудио- и текстовой информации. Появилась уникальная возможность определять архитектуру цифровых радиоприемников на программном уровне и адаптивно изменять алгоритмы работы устройств для эффективного приема сигналов в различных условиях распространения волн, в том числе и в сложной электромагнитной обстановке, когда действуют мощные внеполосные помехи. В этих условиях для качественного воспроизведения принимаемых сигналов огромную роль в цифровом радиоприемнике отводят системе автоматической регулировки усиления (АРУ), применение которой позволяет существенно расширить динамический диапазон радиоприемника и защитить тракт приема от перегрузок. Приводится построение систем автоматической регулировки усиления в радиоприемниках с цифровой обработкой сигналов в условиях действия мощных внеполосных помех. Элементами новизны являются рассмотрение принципов реализации автоматической регулировки усиления в цифровых радиоприемниках с квадратурной обработкой сигналов в условиях воздействия блокирующих помех. Показаны особенности работы АРУ по принимаемому сигналу, двухконтурной системы АРУ, АРУ с логарифмическим управлением и аттенуаторная регулировка в цифровом радиоприемнике. Рассмотренные особенности позволяют осуществлять обоснованный выбор системы АРУ при проектировании цифровых радиоприемников

Ключевые слова: цифровой радиоприемник, радиоприемник с цифровой обработкой сигналов, автоматическая регулировка усиления, квадратурные составляющие, мощных внеполосных помех

Введение

АРУ в радиоприемниках (РПм) используется для поддержания требуемого уровня сигнала на входе демодулятора независимо от изменения уровня сигнала на входе. Аналоговые методы регулирования усиления с обратной связью (АРУ назад), без обратной связи (АРУ вперед) и комбинированные имеют ряд недостатков, связанных с возможностью искажения сигнала из-за нелинейности регулируемых усилительных приборов, трудностью получения малого изменения выходного сигнала в широком диапазоне изменения входных сигналов, возможной неустойчивостью в работе при наличии петли обратной связи, получения не идеальной амплитудной характеристики регулируемого тракта [1, 2]. От указанных недостатков свободны системы АРУ, реализованные на цифровой элементной базе. Системы цифровой автоматической регулировки усиления (ЦАРУ) в качестве сигнала регулирования для цепи АРУ может использовать аналоговый сигнал с выхода аналоговой части приемного тракта [1, 2], который скачкообразно изменяет

коэффициент передачи регулируемого тракта. Структурная схема, реализующая ЦАРУ, представлена на рис. 1.

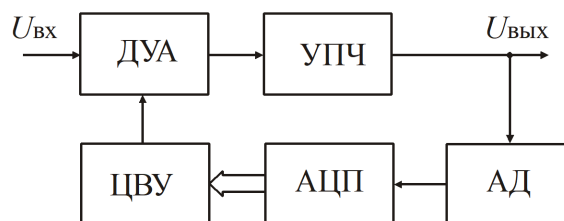


Рис. 1. Структурная схема цифровой цепи автоматической регулировки усиления

В регулируемый тракт включают дискретно-управляемые аттенуаторы (ДУА), которые изменяют коэффициент передачи тракта. Сигнал с выхода амплитудного детектора (АД) с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) преобразуется в цифровую форму. Цифровое вычислительное устройство (ЦВУ) управляет ДУА в соответствии с требуемыми регулировочными характеристиками.

В качестве ДУА могут использоваться резистивные аттенуаторы с цифровым управлением. На рис. 2 представлена амплитудная харак-

теристика радиотракта РП_{рм} (а) и зависимость коэффициента усиления радиотракта от амплитуды входного напряжения (б). Характеристики представляют собой ступенчатое изменение выходного напряжения регулируемого тракта и коэффициента усиления тракта от величины входного сигнала. В определенном диапазоне изменения напряжения входного сигнала коэффициент усиления тракта фиксируется.

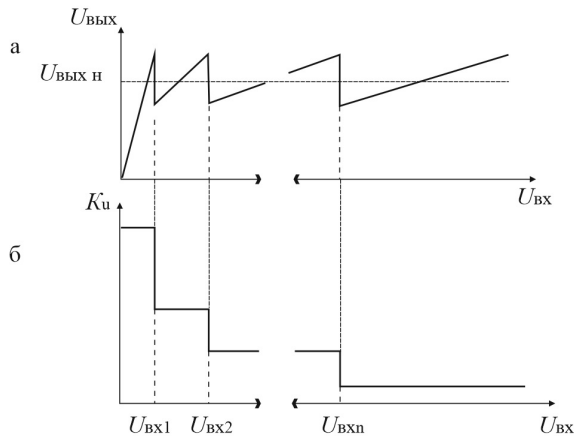


Рис. 2. Характеристики ЦАРУ:
а – амплитудная характеристика регулируемого тракта;
б – регулировочная характеристика

Ступенчатый принцип регулировки можно считать недостатком ЦАРУ, который нивелируется увеличением количества разрядов АЦП и ступеней регулировки ДУА, тем самым достаточно близко приближают характеристики к идеальным.

В рассмотренных АРУ цифровых радиоприемников (ЦРП) точками контроля уровня сигнала являются элементы аналоговой части приемного тракта до входа в АЦП приемника, что накладывает дополнительные требования к подавлению мощных внеполосных помех до входа в АЦП в приемном тракте приемника, а также к необходимости дополнительного сглаживания сигнала регулирования, который существенно зависит от амплитудных изменений принимаемого сигнала, и содержит переменную составляющую за счет передаваемой информационной составляющей. Применение дополнительных фильтров на выходе АД АРУ приводит к тому, что время реакции АРУ становится много больше периода сигнала, несущего полезную информацию. Указанные недостатки устраняются в радиоприемниках с цифровой обработкой квадратурных составляющих.

Исходя из этого, целью статьи является построение систем автоматической регулировки

усиления в радиоприемниках с цифровой обработкой сигналов в условиях действия мощных внеполосных помех.

АРУ в ЦРП по принимаемому сигналу

На рис. 3 представлена схема цепи АРУ в РП_{рм} с цифровой обработкой сигналов по принимаемому сигналу.

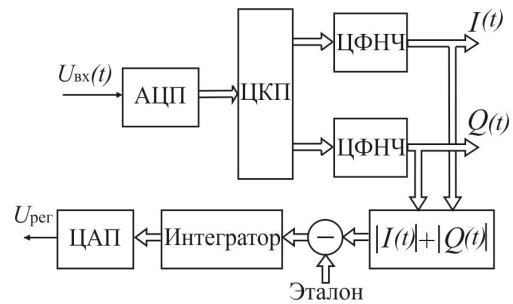


Рис. 3. АРУ в ЦРП по принимаемому сигналу

Элементы схемы: ЦКП – цифровой квадратурный преобразователь; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ЦФНЧ – цифровой фильтр нижних частот; ЦАП – цифроаналоговый преобразователь; эталон – двоичная комбинация, соответствующая требуемому уровню сигнала на входе демодулятора.

В любой системе АРУ по принимаемому сигналу необходимо создавать следящую цепь, которая по результатам непрерывного контроля за изменением уровня сигнала в каком-либо тракте приемника формирует управляющие воздействия на регулируемые каскады РП_{рм}, приводя их коэффициент усиления в соответствие требуемому уровню в точке контроля. В схеме на рис. 3 точками контроля уровня сигнала являются выходы ЦФНЧ.

Суммирование модулей квадратурных составляющих $I(t)$ и $Q(t)$ – это упрощенная процедура оценки огибающей комплексного сигнала на выходе квадратурного преобразователя [3, 4]. В последующем с помощью вычитающего устройства определяется разность полученного значения огибающей с эталонным значением среднего уровня напряжения на входе демодулятора. Интегратор выполняет роль усредняющего устройства и позволяет на выходе получить напряжение, соответствующее отклонению значения огибающей принимаемого сигнала от эталонного уровня. Сформированное таким способом напряжение после цифроаналогового преобразования используется в качестве напряжения регулирования для изме-

нения коэффициента усиления аналогового тракта цифрового радиоприемника.

Рассмотренная схема цепи АРУ может применяться без дополнительных цепей только в случаях, когда до входа АЦП подавлены мощные внеполосные помехи, приводящие к нелинейным эффектам в тракте приема. Такое возможно, например, при использовании супергетеродинной схемы РПрм, в которой требования многосигнальной избирательности выполняются уже в тракте принимаемой частоты. Если мощная блокирующая помеха поступает на вход АЦП, то под действием помехи АЦП может войти в режим насыщения и цепь АРУ по принимаемому сигналу будет работать некорректно. Таким образом, основным недостатком цепи АРУ по принимаемому сигналу является зависимость работоспособности цепи от воздействия мощных внеполосных помех.

Двухконтурная система АРУ в ЦРП

Для устранения указанных недостатков необходимо использовать ряд конструктивных решений, предусматривающих применение в ЦРП двухконтурных систем АРУ, в которых, кроме цепи АРУ по принимаемому сигналу осуществляется контроль мощных внеполосных помех на входе АЦП. Вариант схемы двухконтурной системы АРУ представлен на рис. 4.

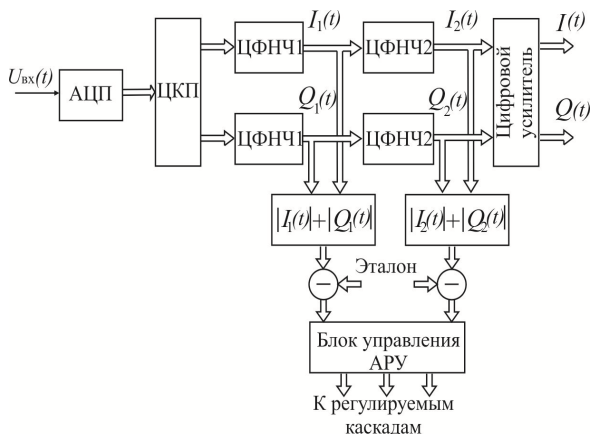


Рис. 4. Двухконтурная система АРУ в ЦРП

В схеме предусмотрено два этапа цифровой фильтрации и оценки значений комплексных огибающих сигналов. Полоса пропускания ЦФНЧ1 выбирается значительно шире ширины спектра сигнала и на выходах ЦФНЧ1 выделяются квадратурные составляющие комплексной огибающей смеси сигнала и мощной внеполосной помехи $I_1(t)$ и $Q_1(t)$ (рис. 5, а).

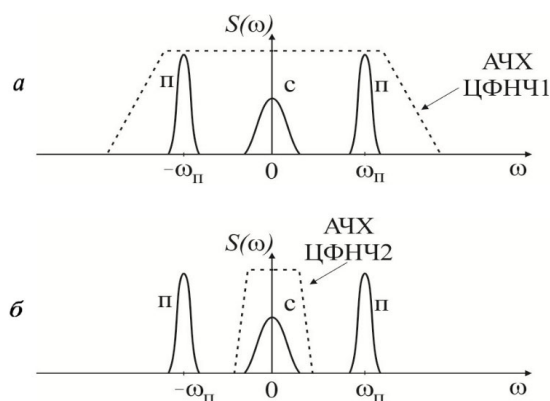


Рис. 5. Выделение принимаемого сигнала с помощью ЦФНЧ: *а* – АЧХ ЦФНЧ1; *б* – АЧХ ЦФНЧ2

Сравнение значения огибающей смеси сигнала и помехи с эталоном позволяет в блоке управления АРУ осуществлять контроль наличия в тракте приема мощной внеполосной помехи. На выходах фильтров ЦФНЧ2 выделяются квадратурные составляющие комплексной огибающей полезного сигнала ($I_2(t)$ и $Q_2(t)$), что позволяет реализовать цепь АРУ по принимаемому сигналу, аналогичную представленной на рис. 5. В результате совместного анализа значений огибающих на выходах ЦФНЧ1 и ЦФНЧ2 осуществляется регулировка усиления по уровню полезного сигнала и определяется наличие на входе АЦП блокирующей помехи с проведением дополнительных регулировок.

В случае действия мощной внеполосной помехи АЦП может войти в режим насыщения. Для вывода его из данного режима, можно увеличить опорное напряжение АЦП, что будет эквивалентно расширению динамического диапазона преобразователя [4].

В качестве регулируемых каскадов в ЦРП могут использоваться:

- регулируемые усилители (аттенюаторы) в аналоговой части приемного тракта (АЧПТ);
- дискретные аттенюаторы на входе РПрм;
- цифровые усилители.

Способы регулирования коэффициентов усиления в усилителях аналоговых трактов рассматриваются в работе [3, 4]. Применение дискретных аттенуаторов на входе РПрм показано в [1].

Цифровой усилитель используется только для усиления полезного сигнала на входе демодулятора РПрм (рис. 4). Принцип работы цифрового усилителя основан на умножении цифровых комбинаций, отображающих напряжение сигналов, на требуемый коэффициент и подробно рассмотрен в работе [4].

Аттенуаторная регулировка усиления в радиоприемнике с цифровой обработкой квадратурных составляющих

Один из вариантов реализации аттенуаторной регулировки усиления в радиоприемнике с цифровой обработкой квадратурных составляющих с использованием элементов цифровой АРУ представлен на рис. 6.

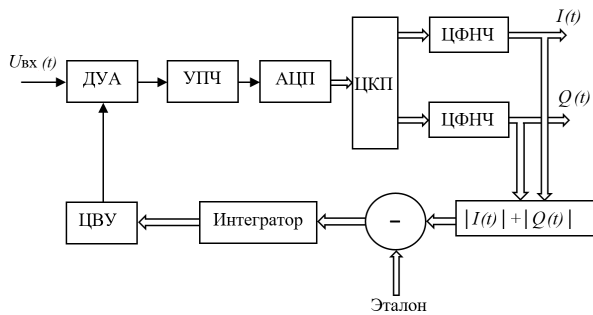


Рис. 6. Реализация аттенуаторной регулировки в ЦРП

Сформированный сигнал регулирования в ЦВУ преобразуется в требуемый набор команд управления дискретными аттенуаторами, обеспечивающими заданную величину ослабления. Операции, которые выполняются другими элементами структурной схемы, не отличаются от ранее рассмотренных. Существенный недостаток данной схемы АРУ является зависимость параметров системы регулирования от уровня входного сигнала. В случае приема мощного полезного сигнала и внеполосных помех можно использовать логарифмическое управление усилением, позволяющее в большей степени увеличить ослабление при приеме сильных сигналов и в меньшей степени слабые сигналы. При этом применение экспоненциального усилителя устраняет логарифмическую зависимость сигнала регулирования. Вариант структурной схемы АРУ с логарифмическим управлением в ЦРП показан на рис. 7.

Применение логарифмического усилителя позволяет существенно увеличить динамический диапазон ЦРП.

Правильное сочетание регулирующих воздействий на элементы ЦРП обеспечивает автоматическую регулировку усиления в приемнике

при наличии мощного полезного сигнала и блокирующих помех в аналоговом тракте.

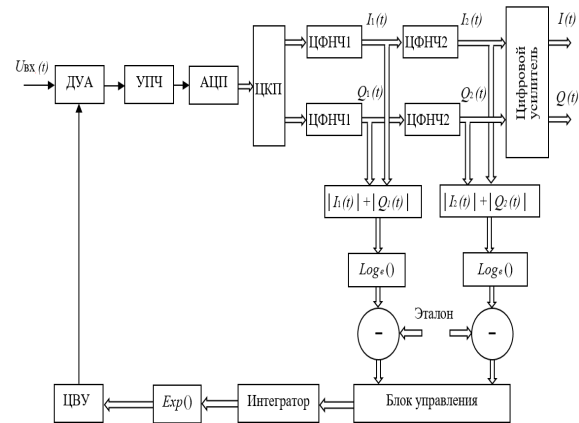


Рис. 7. Реализация аттенуаторной АРУ с логарифмическим управлением в ЦРП

Заключение

В работе рассмотрены особенности построения АРУ в современных радиоприемниках с цифровой обработкой квадратурных составляющих в условиях действия мощных внеполосных помех. Проведен анализ принципов работы АРУ по принимаемому сигналу, двухконтурной системы АРУ и АРУ с логарифмическим управлением. Показана реализация аттенуаторной регулировки в ЦРП, расширяющая динамический диапазон приемника, и позволяющая достаточно близко приблизить амплитудную характеристику регулируемого тракта к идеальной.

Литература

1. Зимарин В.И., Козирацкий А.Ю., Капитанов В.В. Прием и обработка сигналов: учебник. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2019. 325 с.
2. Радиоприемные устройства / Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин [и др.] М.: Горячая линия – Телеком, 2007. 520 с.
3. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учебное пособие. М.: Эко-Трендз, 2005. 392 с.
4. Бернард Склэр. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.

Поступила 19.02.2025; принята к публикации 25.05.2025

Информация об авторах

Беляев Юрий Михайлович – канд. техн. наук, доцент кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), тел.: +7-952-549-31-10, e-mail: bel1962@mail.ru

Буров Роман Иванович – канд. техн. наук, доцент кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), тел.: +7-908-130-67-09, e-mail: bri555@mail.ru

Гревцев Александр Иванович – канд. техн. наук, заместитель начальника кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), тел.: +7-951-850-59-22, e-mail: gref555@mail.ru

Капитанов Владимир Валерьевич – канд. техн. наук, доцент кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), тел.: +7-904-211-47-08, e-mail: kvv256@rambler.ru

Паринов Максим Леонидович – канд. техн. наук, начальник кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), тел.: +7-951-547-45-59, e-mail: pml_27_2_8@mail.ru

FEATURES OF BUILDING AUTOMATIC GAIN CONTROL SYSTEMS IN RADIOS WITH DIGITAL SIGNAL PROCESSING

Yu.M. Belyaev, R.I. Burov, A.I. Grevtsev, V.V. Kapitanov, M.L. Parinov

Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces «N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Military-Air Academy», Voronezh, Russia

Abstract: currently, in modern radio receivers, digital signal processing methods are used, which allow you to create devices with characteristics inaccessible to analog signaling methods. With an increase in the speed of the digital element base of reception-transmitting equipment, information processing algorithms, as well as the use of quadrature signals, the speed of receiving and processing large volumes of video, audio and text information increased significantly. There is a unique opportunity to determine the architecture of digital radio receivers at the software level and adapt algorithms for the operation of devices for effective reception of signals in various conditions of wave spread, including in a complex electromagnetic situation, when powerful non-lane interfaces act. Under these conditions, for a high-quality reproduction of the accepted signals, a huge role in the digital radio is assigned to the system of automatic reinforcement adjustment (ARA), the use of which allows us to significantly expand the dynamic range of the radio and protect the route from overloads. We give the construction of automatic reinforcement adjustment systems in radio receivers with digital signal processing in the conditions of powerful extra-lane interference. Elements of novelty are the consideration of the principles of automatic adjustment of amplification in digital radio receivers with quadrature processing of signals in conditions of exposure to blocking interference. We show the features of the ARA on the signal, the dual-circuit system ARA, ARA with logarithmic control and attenuator adjustment in the digital radio receiver. The considered features allow us to make a reasonable choice of the ARA system when designing digital radio receivers

Key words: digital radio receiver, radio receiver with digital signal processing, automatic gain control, quadrature components, powerful out-of-band interference

References

1. Zimarin V.I., Koziratskiy A.Yu., Kapitanov V.V. "Reception and processing of signals" ("Priem i obrabotka signalov"), textbook, Voronezh, 2019, 325 p.
2. Fomin N.N., Buga H.H., Golovin O.V et al. "Radio receiving devices" ("Radiopriemnye ustroystva"), Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2007, 520 p.
3. Volkov L.N., Nemirovskiy M.S., Shinakov Yu.S. "Digital radio communication systems: basic methods and characteristics" ("Sistemy tsifrovoy radiosvyazi: bazovye metody i kharakteristiki"), textbook, Moscow: Eko-Trendz, 2005, 392 p.
4. Sklar B. "Digital communication. Theoretical bases and practical application" ("Tsifrovaya svyaz'. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniye"), Moscow: Williams, 2003, 1104 p.

Submitted 19.02.2025; revised 25.05.2025

Information about the authors

Yuriy M. Belyaev, Cand. Sci. (Technical), Associate Professor, Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces «N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Military-Air Academy» (54a, Starykh Bol'shevikov str., Voronezh 394064, Russia), tel.: +7 7 952 549 31 10, e-mail: bel1962@mail.ru

Roman I. Burov, Cand. Sci. (Technical), Associate Professor, Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces «N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Military-Air Academy» (54a, Starykh Bol'shevikov str., Voronezh 394064, Russia), tel.: +7 908 130 67 09, e-mail: bri555@mail.ru

Aleksandr I. Grevtsev, Cand. Sci. (Technical), Deputy Head of Department, Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces «N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Military-Air Academy» (54a, Starykh Bol'shevikov str., Voronezh 394064, Russia), tel.: +7 951 850 59 22, e-mail: gref555@mail.ru

Vladimir V. Kapitanov, Cand. Sci. (Technical), Associate Professor, Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces «N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Military-Air Academy» (54a, Starykh Bol'shevikov str., Voronezh 394064, Russia), tel.: +7 904 211 47 08, e-mail: kvv256@rambler.ru

Maksim L. Parinov, Cand. Sci. (Technical), Head of Department, Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces «N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Military-Air Academy» (54a, Starykh Bol'shevikov str., Voronezh 394064, Russia), tel.: +7 951 547 45 59, e-mail: pml_27_2_8@mail.ru

ТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ ПО ПОВЫШЕНИЮ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СЕТИ МЕТЕОРНОЙ СВЯЗИ

И.Л. Скрипник, С.Г. Ивахнюк

Санкт-Петербургский университет ГПС МЧС России, г. Санкт-Петербург, Россия

Аннотация: рассматривается система связи в Арктической зоне Российской Федерации. Предлагается для оценки работоспособности элементов системы управления движением судов в качестве средства обмена формализованной информацией между корреспондентами сети электронно-вычислительных машин использовать радиолинии метеорной связи. Одним из их недостатков остается высокая вероятность ложного формирования сигнала для идентификации корреспондента в сети, нарушение целостности потока передаваемых информационных данных, прерываемого случайным образом процессами фрагментации-дефрагментации этого потока, вследствие использования метеорных следов, которые снижают качество связи. Для оптимального установления связи предлагается применять новые технические решения, позволяющие повысить коэффициент использования пропускной способности сети и достоверность связи. В качестве первого технического решения необходимо использовать на приемной стороне адаптивные антенные решетки ультракороткого волнового диапазона с улучшенными характеристиками. Для обеспечения второго технического решения надо применять алгоритм прерывистой передачи непрерывного потока данных по сети метеорной связи без искажений и потерь передаваемых сообщений и без включения в него избыточных знаков, что способствует более рациональному применению ограниченного телекоммуникационного ресурса сети. Предложенный алгоритм сохраняет целостность потока передаваемых данных в сети метеорной связи, обеспечивая конфиденциальность соединения абонентов, не требуя привлечения дополнительных телекоммуникационных ресурсов сети

Ключевые слова: оптимизация, система управления, движение судов, Арктическая зона, Арктика, метеорная связь

Введение

Сеть метеорной связи (СМС) между объектами инфраструктуры Арктики Российской Федерации (РФ) в прибрежной зоне Северного морского пути (СМП) с помощью радиолиний метеорной связи (РМС) в ультракоротком волновом диапазоне (УКВ) может стать одним из важнейших элементов всей структуры системы связи. СМС является одним из элементов инфотелекоммуникаций Арктики и предназначена для автоматизации процессов передачи сообщений по прерывистому каналу [1-3].

Она обеспечивает передачу данных по прерывистым каналам на УКВ между корреспондентами системы управления движением судов (СУДС) в качестве средства обмена формализованной информацией, при осуществлении автоматизированного мониторинга работоспособности технических средств, которые могут быть расположены от центра управления на расстоянии в 1500-2000 км, с целью обеспечения безопасности осуществления транспортно-технологического процесса в арктическом регионе на СМП (рис. 1) [4-6].

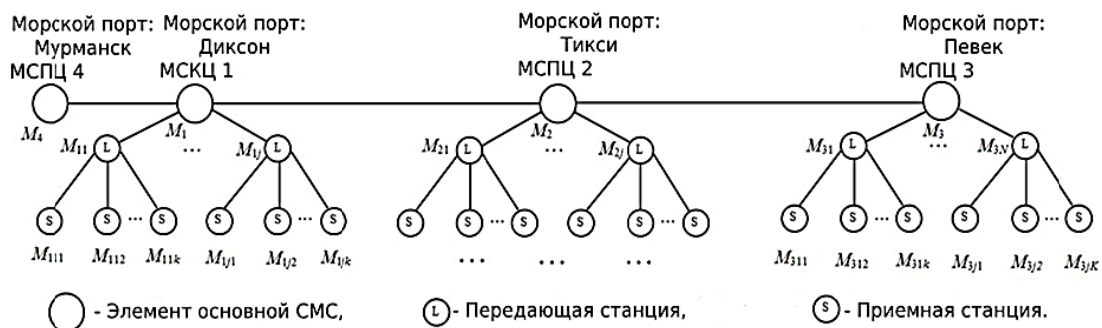


Рис. 1. Вариант топологии СМС СМП: МСКЦ – морской спасательно-координационный центр (г. Диксон), МСПЦ – морской спасательный подцентр

Однако необходимо учитывать тот фактор, что при использовании данного вида связи имеет место высокая вероятность ложного формирования сигнала для идентификации корреспондента в сети, а также нарушение целостности потока передаваемых информационных данных, которые в значительной степени снижают качество связи.

Методы исследования

Для нахождения наилучшего варианта установления связи на РМС предлагается применять на приемной стороне сети адаптивную антенную решетку (ААР) УКВ-диапазона и составной сложный сигнал для одновременного совместного решения трёх взаимосвязанных задач, заключающихся в обеспечении: тактовой синхронизации цифровых устройств корреспондентов; цикловой синхронизации при обмене цифровыми паролями; правильной идентификации корреспондентов [7-9]. Для решения этих задач используются следующие методы и теории: электромагнитного поля; статистической теории радиотехнических систем; цифровой обработки сигналов; полноволнового анализа трехмерных структур; функций комплексных переменных; аппроксимации и оптимизации; теории вероятностей.

Результаты исследования и их обсуждение

Предлагается повысить качество работы РМС с помощью корректировки направления диаграммы направленности (ДН) путем воздействия на коэффициент усиления приемной ААР. При этом высокие результаты получаются при отклонении до 30° ДН обеих ААР в сторону от направления основной трассы (ширина ДН составляет порядка $50\div 60^\circ$). Происходит автоматическое подстраивание ширины и направления главного лепестка по выбранному алгоритму ААР. Поиск контакта с абонентом выполняется на широкой ДН ААР ($50\div 60^\circ$), после установления связи производится автоматическое сужение ДН ААР для отстройки от помех.

Предложен алгоритм восстановления сеанса связи, в случае пропадания энергетического контакта между корреспондентами с помощью дополнительных элементов в трактах передачи и приема на основе переданного номера последнего знака, а затем повторной передачей номеров предпоследнего и последнего знаков.

Повторная передача двух последних информационных знаков предыдущего фрагмента потока передаваемых сообщений происходит в наилучших условиях связи, что повышает уровень защиты от ошибок в передаваемых информационных данных. Для защиты от ошибок используется специальный циклический код, позволяющий исправлять одиночные ошибки. Имитозащита канала передачи данных осуществляется с помощью скремблеров – дескремблеров.

Для оценки РМС вводят коэффициент использования РМС для передачи данных (K_i) [10-12]:

$$K_i = \frac{\sum_{j=1}^n t_{cj}}{t_n}, \quad (1)$$

где t_{cj} – время j -го прохождения сигнала на уровне порогового напряжения U_n ; t_n – время наблюдения.

В ААР применяется N линейно разнесенных антенных элементов, процессор цифровой обработки сигналов, который управляет образованием пространственных характеристик антенной системы [13-16]. В многолучевых ААР каждому отдельному лучу (сигналу) ДН, присваивается коэффициент весомости (w_i). Тогда амплитудная ДН такой ААР находится как:

$$F(u) = \sum_{i=1}^N w_i \cdot F_i(u), \quad (2)$$

где $F_i(u)$ – ДН, соответствующая i -му лучу.

Передача сообщений в РМС, в случае одновременного отражения сигнала от нескольких следов метеоров разной плотности, образуя несколько трасс r_j ($j = \overline{1, k}$), описывается системой операторных уравнений, без учета действия помех [8]. Тогда можно представить структурную схему тракта от передачи до приема сигнала, содержащего ААР, как показано в [14].

На ней расположены пункт передачи данных (ПРД) и пункт приема данных (ППД) со следующими обозначениями: λ – передаваемое (принимаемое) сообщение в канале; A, B, C, D, E – операторы, описывающие преобразования сигналов; S – высокочастотное гармоническое колебание; $s(t)$ – переносчик информации; A – устройство преобразования сообщения в канале с информацией; B – ДН передающей антенны; C_j ($j = \overline{1, k}$) – мете-

орный след; $D_j (j = \overline{1, k})$ – ДН приемной ААР; E – входное устройство приемника.

Комплексную ДН ААР можно выразить как:

$$D(r_i) = a \cdot D(\beta_B, \beta_T) \cdot e^{j\varphi(\beta_B, \beta_T)}, \quad (3)$$

где $D(\beta_B, \beta_T)(\varphi(\beta_B, \beta_T))$ – амплитудная (фазовая) ДН; (β_B, β_T) – угловые координаты сигнала, с сообщением λ в вертикальных и горизонтальных плоскостях; a – нормирующий коэффициент.

Передающая антенна излучает энергию не эффективно, т.к. на приеме ААР ориентирована строго в определенном направлении. Если этот недостаток устранить, то значительно в энергетическом плане улучшится качество связи, повысится соотношение $(\frac{U_c}{U_n})$ и значение K_i .

Для рассмотрения второго способа повышения качества функционирования СМС, рассмотрим процесс передачи сообщений в ней. Он выполняется следующим образом. Информация вводится оператором с рабочего места, подключенного к электронно-вычислительной машине (ЭВМ). Далее она накапливается в памяти ЭВМ в виде отдельных сообщений с использованием семиэлементного кода ASC II. В таком виде она передается получателю по СМС. Прерывистый канал СМС не позволяет в течение одного энергетического контакта (существования метеорного канала) между абонентами передать сразу все сообщение [17, 18]. Поэтому при пропадании метеорного канала, передача сообщения останавливается до появления нового метеорного следа, обеспечивающего другой энергетический контакт между абонентами, необходимый для продолжения передачи данных. При его восстановлении передача потока данных продолжается. В результате прерывистого режима передачи поток информационных данных делится на фрагменты, длина, которых зависит от случайного потока метеоров, оставляющих следы, необходимые для ретрансляции УКВ-радиосигналов. При перерыве связи могут возникать искажения и потери отдельных знаков (семиэлементных кодовых блоков) информационных данных. Для их исключения в передаваемом потоке данных на передаче и приеме находятся одинаковые блоки: формирования структуры сшивки и счетчика переданных (принятых) знаков.

Поток передаваемых через блок сшивки информационных знаков номеруется на пере-

даче и приеме от 1 до 127. Затем номера передаваемых знаков повторяются снова от 1 до 127 ($2^7 - 1 = 127$). В случае прекращения связи для ее восстановления необходимо передать одним кодовым блоком номер последнего переданного знака. Снижение количества служебных знаков позволяет поддерживать на заданном уровне и без того низкий телекоммуникационный ресурс СМС [19, 20]. Для исключения потерь и несанкционированных вставок лишних информационных знаков счетчики на передаче и на приеме должны работать синхронно (рис. 2). Вследствие того, что они срабатывают в режиме старт-стоп на передаче и приеме, то по номеру последнего переданного знака можно уточнить правильность номеров, переданных информационных кодовых блоков.

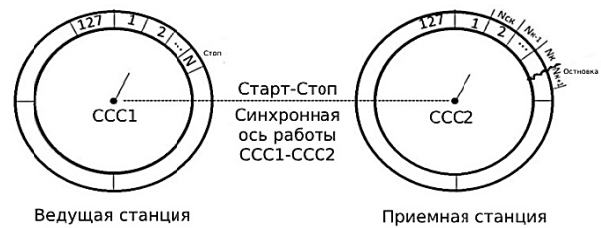


Рис. 2. Стартстопно-синхронная схема работы счетчиков, переданных (CCC1) и принятых (CCC2) байтов (процедура фрагментации-дефрагментации потока передаваемых данных)

Так как блок оценки качества принимаемых аналоговых радиосигналов УКВ по уровню принимаемого сигнала обладает инерционностью, то исказиться может не только последний, но и предпоследний переданный информационный знак. Поэтому на передающей и приемной сторонах функционируют специальные накопители на два информационных знака для того, чтобы в случае пропадания энергетического контакта РМС можно было при его возобновлении повторить их передачу, правильно восстановить на приеме и зарегистрировать в счетчике. При этом учитывается специфичность СМС, которая заключается в следующем: в начале энергетического контакта между корреспондентами создаются наилучшие условия для безошибочной передачи кодовых блоков данных, при которых вероятность возникновения ошибок самая низкая, а перед прерыванием метеорного канала связи создаются самые худшие условия для безошибочной передачи данных, и вероятность возникновения ошибок в принимаемых кодовых комбинациях самая высокая. Функционально предложенный алгоритм реализуется следую-

щим образом. При появлении нового метеорного следа восстанавливается энергетический контакт между корреспондентами. Появляется возможность продолжить передачу следующего фрагмента данных. Перед началом его передачи передается номер последнего переданного знака данных предшествующего фрагмента, а уже после этого производится повторная передача предпоследнего и последнего знака информационных данных, которые были переданы в конце предшествующего фрагмента. Далее передача потока информационных данных продолжается. Повторно переданные знаки сравниваются с уже переданными, и преимущество в выборе регистрации принятого знака дается повторной передачей. Так осуществляется сшивка потока передаваемых информационных данных. Моменты начала и конца фрагментации-дефрагментации, то есть восстановления энергетического контакта и его разрыва, непрерывно отслеживаются модулем контроля качества аналогового радиоканала УКВ по соотношению уровней сигнала и помех на приеме ($\frac{U_c}{U_n}$). Поскольку обмен данными осуществляется дуплексно, то при снижении соотношения уровня сигнала на приеме ниже заданного порогового уровня ($U_{\text{пор}} = \frac{U_c}{U_n}$) энергетический контакт между корреспондентами прерывается путём передачи от принимающего информацию корреспондента к передающему служебного сигнала «СТОП ПЕРЕДАЧА». По окончании передачи всего информационного сообщения передается служебный сигнал «КОНЕЦ СООБЩЕНИЯ», после чего формируется структура принятого сообщения, которое далее выдается получателю в ЭВМ и в ней регистрируется. Для обеспечения защиты СМС от ошибок применяется специальный циклический код $(n, k) - (11, 7)$. Он позволяет обнаруживать ошибки в принимаемых кодовых комбинациях и автоматически исправлять одиночные ошибки. Если же кодовый блок принят с ошибками, то они исправляются путем автоматического запроса по обратному каналу РМС повторной передачи кодовых блоков, принятых с ошибками. Исходный информационный семиэлементный код позволяет одним кодовым блоком передать до 127 цифровых номеров, а 11-элементный помехозащищенный код может одним кодовым блоком передавать до 2047 цифровых номеров. Поэтому цифровые пароли для идентификации корреспондентов в СМС могут состоять из одного кодового блока. При этом каждый корреспондент

СМС имеет свой цифровой номер (пароль), что особенно важно для более рационального использования ресурса пропускной способности СМС в служебных целях. При вхождении в связь и в процессе идентификации корреспондентов передаются цифровые пароли вызываемого и вызывающего корреспондента. Сами цифровые пароли корреспондентов вырабатываются в виде скремблеров ($C_{\text{ср}}$) как составных частей псевдослучайной последовательности (ПСП) ($2^{11} - 1 = 2047$). Каждый скремблер состоит из 11-ти двоичных символов. Для осуществления процесса идентификации корреспондентов в сети применены адаптивные скремблеры-дескремблеры. Именно они обеспечивают имитозащиту канала передачи информационных данных, оценка которой может быть представлена как вероятность ($P_{\phi 1}$) ложного формирования сигнала идентификации корреспондента по одной из радиолиний СМС. Соответственно можно записать выражение:

$$P_{\phi 1} = P_{\text{отс}} \cdot P_{\text{опсп2}} \cdot P_{\text{опсп1}}, \quad (4)$$

где $P_{\text{отс}}$ — вероятность ошибочного образования сигнала тактовой синхронизации на приеме; $P_{\text{опсп2}}$ ($P_{\text{опсп1}}$) — вероятность ошибочного образования участка ПСП цифрового пароля вызываемой (вызывающей) станции.

Заключение

Повышение K_i для повышения пропускной способности РМС достигается применением на приемной стороне ААР. Использование ААР в составе РМС позволяет решить следующие задачи: выявить направления прихода сигналов от каждого корреспондента СМС и их предположительное количество; сформировать узкую ДН для принятия в условиях помех полезного сигнала; отфильтровать, подавить помехи и выделить необходимый сигнал. Также необходимо повышать технические характеристики ААР для данных географических условий местности.

Рассмотренный алгоритм сохраняет целостность потока передаваемых данных в СМС, обеспечивая конфиденциальность соединения абонентов, не требуя привлечения дополнительных телекоммуникационных ресурсов сети. СМС способна осуществлять обмен данными между корреспондентами сети, обеспечивая низкую вероятность передаваемого потока ложных сообщений и попадания их не нужному

абоненту, обеспечивая безопасность информации [21]. Так же обеспечивается целостность передачи потока данных, которая способствует высокоэффективному использованию ограниченного радиочастотного информационного ресурса СМС.

Литература

1. Performance of meteor-burst communication channels / L. Milstein [et al.] // IEEE Journal on selected areas in communications. 1987. Vol. 5. № 2. Pp. 146-154.
2. Yavuz D. Meteor burst communications // IEEE Communications Magazine. 1990. Vol. 28. № 9. Pp. 40-48.
3. Evaluation of the Transmission Efficiency of Multi-frequency Signals with an Unknown Initial Phase in the Meteor Burst Communication System / E. Mashkova [et al.] // International Youth Conference on Electronics, Telecommunications and Information Technologies: Proceedings of the YETI 2021, St. Petersburg, Russia. Cham: Springer International Publishing, 2022. pp. 545-553.
4. Wakabayashi R. Practice of Meteor Burst Communication // Analyzing the Physics of Radio Telescopes and Radio Astronomy. IGI Global, 2020. pp. 213-228.
5. Research on Artificial Meteor Trail Emergency Communication System / L. Jun-tao [et al.] // International Conference in Communications, Signal Processing, and Systems. Singapore: Springer Singapore, 2021. pp. 126-135.
6. Мартынов В. Л., Щербакова И. О. Воронин С. В. Автоматизированная сеть сбора данных о техническом состоянии средств навигационного оборудования на радиолиниях метеорной связи в Арктике // Морские интеллектуальные технологии. 2020. № 4-1(50). С. 128-134.
7. Analysis and simulation of channel nonreciprocity in meteor-burst communications / A.I. Sulimov [et al.] // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2017. Vol. 65. № 4. pp. 2009-2019.
8. Costa D.M.S., Loja M.A.R. On the characterization of the free vibrations behavior of multiscale composite plates // Research on Engineering Structures and Materials. 2016. Vol. 3. pp. 27-44.
9. Evaluation of the Transmission Efficiency of Multi-frequency Signals with an Unknown Initial Phase in the Meteor Burst Communication System / E. Mashkova [et al.] // International Youth Conference on Electronics, Telecommunications and Information Technologies: Proceedings of the YETI 2021, St. Petersburg, Russia. Cham: Springer International Publishing, 2022. pp. 545-553.
10. Sciancalepore S., Oligeri G., Di Pietro R. Shooting to the stars: secure location verification via meteor burst communications // 2018 IEEE Conference on Communications and Network Security (CNS). IEEE, 2018. pp. 1-9.
11. Sulimov A.I., Karpov A.V. Secure key distribution based on meteor burst communications // 2014 11th International Conference on Security and Cryptography (SECRYPT). – IEEE, 2014. pp. 1-6.
12. Omayu M., Mukumoto K., Wada T. A Study on Realizing the RRC filter in GNU Radio Modem for Meteor Burst Communications // IEICE Technical Report; IEICE Tech. Rep. 2020. Vol. 120. № 290. pp. 91-96.
13. Дорошенко В.И., Ксенофонтов Ю.Г., Скрипник И.Л. Телекоммуникационный ресурс инфотелекоммуникационной сети метеорной связи Арктики России // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т. 16. № 1. С. 45-54.
14. Воронин С.В., Дорошенко В.И., Ксенофонтов Ю.Г. Радиолинии метеорной связи в телекоммуникационной сети Северного морского пути // Труды учебных заведений связи. 2019. Т.5. № 3. С. 13-18.
15. Суточное распределение частоты пролета метеоров по данным радионаблюдений / В.М. Useinov [et al.] // Вестник. Серия Физическая (ВКФ). 2023. Vol. 84. № 1. pp. 41-47.
16. Качнов А. И. Пенкин А. А., Рыбаков А. В. Разработка мобильной системы информационного обеспечения с использованием каналов метеорной связи // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: сб. науч. ст. V междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф., Санкт-Петербург, 10–11 марта 2016 года. Том 1. С-Пб: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, 2016. С. 177-181.
17. Алгоритм поддержки принятия управленческих решений по применению БПЛА для поиска пострадавших при авиакатастрофах / И.О. Мамонтова, И.Л. Скрипник, Д.В. Савельев, Т.Т. Каверзнева // Сибирский пожарно-спасательный вестник. 2024. № 1 (32). С. 68-79.
18. Универсальный блок беспроводного взаимодействия с корабельной системой управления / О. В. Воробьев, К. Д. Захарчук, А. В. Качнов, А. И. Рыбаков // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: IV Междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф.: сб. науч. ст. в 2 т., Санкт-Петербург, 03–04 марта 2015 года. Том 1. С-Пб: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, 2015. С. 67-71.
19. Бардулин Е.Н., Скрипник И.Л., Воронин С.В. Вопросы принятия управленческих решений в случае неопределенности и риска // Региональные аспекты управления, экономики и права Северо-Западного федерального округа России: межвуз. сб. науч. тр. СПб. Вып. 3 (44), 2018. С. 18-25.
20. Integrity of information data flow in meteor communication networks / N.M. Bozhuk [et al.] // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – IOP Publishing, 2021. Vol. 1047. № 1. pp. 012139.
21. Assessment of technical level of new, promising models of equipment at the stage of their development in modern engineering practice / I.L. Skrypnik [et al.] // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. IOP Publishing, 2020. Vol. 862. № 4. pp. 042031.

Поступила 14.02.2025; принята к публикации 25.04.2025

Информация об авторах

Скрипник Игорь Леонидович – канд. техн. наук, доцент кафедры пожарной безопасности технологических процессов и производств, Санкт-Петербургский университет ГПС МЧС России (196105, Россия, г. Санкт-Петербург, Московский пр., 149), e-mail: ig.skrpnick2011@yandex.ru, <https://orcid.org/0000-0001-6319-5413>

Ивахнюк Сергей Григорьевич – канд. техн. наук, заместитель начальника научно-исследовательского института перспективных исследований и инновационных технологий в области безопасности жизнедеятельности, Санкт-Петербургский уни-

TECHNICAL SOLUTIONS TO IMPROVE THE EFFICIENCY OF THE METEOR COMMUNICATION NETWORK

I.L. Skripnik, S.G. Ivakhnyuk

Saint-Petersburg University of State Fire Service of EMERCOM of Russia, Saint-Petersburg, Russia

Abstract: here we consider the communication system in the Arctic zone of the Russian Federation. We propose to use meteor communication radio links as a means of exchanging formalized information between correspondents of the network of electronic computers to assess the operability of the elements of the vessel traffic control system. One of their disadvantages is the high probability of false signal generation for identifying a correspondent in the network, violation of the integrity of the flow of transmitted information data, randomly interrupted by the processes of fragmentation-defragmentation of this flow, due to the use of meteor trails, which reduce the quality of communication. For optimal establishment of communication, we propose to use new technical solutions that allow increasing the utilization factor of the network capacity and the reliability of communication. As the first technical solution, it is necessary to use adaptive antenna arrays of the ultra-short wave range with improved characteristics on the receiving side. To ensure the second technical solution, it is necessary to use an algorithm for intermittent transmission of a continuous data flow over the meteor communication network without distortion and loss of transmitted messages and without including redundant characters in it, which contributes to a more rational use of the limited telecommunication resource of the network. The proposed algorithm preserves the integrity of the transmitted data flow in the meteor communication network, ensuring the confidentiality of the subscriber connection without requiring the involvement of additional telecommunication network resources

Key words: optimization, control system, ship movement, Arctic zone, Arctic, meteor communication

References

1. Milstein L. et al. "Performance of meteor-burst communication channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1987, vol. 5, no. 2, pp. 146-154.
2. Yavuz D. "Meteor burst communications", *IEEE Communications Magazine*, 1990, vol. 28, no. 9, pp. 40-48.
3. Mashkova E. et al. "Evaluation of the transmission efficiency of multi-frequency signals with an unknown initial phase in the meteor burst communication system", *Proceedings of the YETI 2021: International Youth Conference on Electronics, Telecommunications and Information Technologies*, St. Petersburg, Russia, Cham: Springer International Publishing, 2022, pp. 545-553.
4. Wakabayashi R. "Practice of meteor burst communication", *Analyzing the Physics of Radio Telescopes and Radio Astronomy*, IGI Global, 2020, pp. 213-228.
5. Jun-tao L. et al. "Research on Artificial Meteor Trail Emergency Communication System", *International Conference in Communications, Signal Processing, and Systems*, Singapore: Springer Singapore, 2021, pp. 126-135.
6. Martynov V.L., Shcherbakova I.O., Voronin S.V. "Automated network for collecting data on the technical condition of navigation equipment on meteor communication radio lines in the Arctic", *Marine Intellectual Technologies (Morskie intellektual'nye tekhnologii)*, 2020, no. 4-1(50), pp. 128-134.
7. Sulimov A.I. et al. "Analysis and simulation of channel nonreciprocity in meteor-burst communications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, vol. 65, no. 4, pp. 2009-2019.
8. Costa D.M.S., Loja M.A.R. "On the characterization of the free vibrations behavior of multiscale composite plates", *Research on Engineering Structures and Materials*, 2016, vol. 3, pp. 27-44.
9. Mashkova E. et al. "Evaluation of the transmission efficiency of multi-frequency signals with an unknown initial phase in the meteor burst communication system", *Proceedings of the YETI 2021: International Youth Conference on Electronics, Telecommunications and Information Technologies*, St. Petersburg, Russia, Cham: Springer International Publishing, 2022, pp. 545-553.
10. Sciancalepore S., Oligieri G., Di Pietro R. "Shooting to the stars: secure location verification via meteor burst communications", *2018 IEEE Conference on Communications and Network Security (CNS)*, IEEE, 2018, pp. 1-9.
11. Sulimov A.I., Karpov A.V. "Secure key distribution based on meteor burst communications", *2014 11th International Conference on Security and Cryptography (SECRYPT)*, IEEE, 2014, pp. 1-6.
12. Omayu M., Mukumoto K., Wada T. "A study on realizing the RRC filter in gnu radio modem for meteor burst communications", *IEICE Technical Report; IEICE Tech. Rep.*, 2020, vol. 120, no. 290, pp. 91-96.
13. Doroshenko V.I., Ksenofontov Yu.G., Skripnik I.L. "Telecommunication resource of the info-telecommunication network of meteor communication of the Russian Arctic", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2020, vol. 16, no. 1, pp. 45-54.
14. Voronin S.V., Doroshenko V.I., Ksenofontov Yu.G. "Meteor communication radio links in the telecommunications network of the Northern Sea Route", *Proceedings of Educational Institutions of Communications (Trudy uchebnykh zavedeniy svyazi)*, 2019, vol. 5, no. 3, pp. 13-18.
15. Useinov B.M. et al. "Daily distribution of meteor passage frequency based on radio observations", *Bulletin. Physical Series (Vestnik. Seriya Fizicheskaya (VKF))*, 2023, vol. 84, no. 1, pp. 41-47.

16. Kachnov A.I., Penkin A.A., Rybakov A.V. "Development of a mobile information support system using meteor communication channels", *Proc. of the V Int.l Sci.-Tech. and Sci.-Meth. Conf.: Actual Problems of Infotelecommunications in Science and Education (Aktual'nye problemy infotelekomunikatsiy v nauke i obrazovanii)*, St. Petersburg, March 10-11, 2016, vol. 1, pp. 177-181.
17. Mamontova I.O., Scripnik I.L., Savel'ev D.V., Kaverzneva T.T. "Algorithm for supporting management decision-making on the use of UAVs to search for victims of plane crashes", *Siberian Fire and Rescue Bulletin (Sibirskiy pozharo-spasatel'nyy vestnik)*, 2023, no. 4(31), pp. 68-79. <https://doi.org/10.34987/vestnik.sibpsa.2024.13.53.008>
18. Vorob'yev O.V., Zakharchuk K.D., Kachnov A.V., Rybakov A.I. "Universal unit of wireless interaction with the ship's control system", *Proc. IV Int. Sci.-Tech. and Sci.-Meth. Conf.: Actual Problems of Infotelecommunications in Science and Education (Aktual'nye problemy infotelekomunikatsiy v nauke i obrazovanii)*, St. Petersburg, March 3-4, 2015, vol. 1, pp. 67-71.
19. Bardulin E.N., Skripnik I.L., Voronin S.V. "Issues of making management decisions in case of uncertainty and risk", *Regional Aspects of Management, Economics and Law of the North-West Federal District of Russia (Regional'nye aspekty upravleniya, ekonomiki i prava Severo-Zapadnogo federal'nogo okruga Rossii)*, St. Petersburg, 2018, issue 3 (44), pp. 18-25.
20. Bozhuk N.M. et al. "Integrity of information data flow in meteor communication networks", *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, IOP Publishing, 2021, vol. 1047, no. 1, pp. 012139.
21. Skrypnik I.L. et al. "Assessment of technical level of new, promising models of equipment at the stage of their development in modern engineering practice", *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, IOP Publishing, 2020, vol. 862, no. 4, pp. 042031.

Submitted 14.02.2025; revised 25.04.2025

Information about the authors

Igor' L. Skripnik, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Saint - Petersburg University of State Fire Service of EMERCOM of Russia (149 Moskovskiy ave., Saint-Petersburg 196105, Russia), e-mail: ig.skripnick2011@yandex.ru, <https://orcid.org/0000-0001-6319-5413>

Sergey G. Ivakhnyuk, Cand. Sc. (Technical), Deputy Head of the Research Institute for Advanced Research and Innovative Technologies in the Field of Life Safety, Saint - Petersburg University of State Fire Service of EMERCOM of Russia (149 Moskovskiy ave., Saint-Petersburg 196105, Russia), e-mail: sgi78@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0003-4651-8211>

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ РАЗРАБОТКИ ТОПОЛОГИИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ С ВЫСОКОСКОРОСТНЫМИ ЦИФРОВЫМИ ИНТЕРФЕЙСАМИ

О.Н. Чирков, А.П. Хрипунков

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается значимость высокоскоростных интерфейсов в современных технологиях производства печатных плат, подчеркивая их критическую роль в обеспечении быстрой и эффективной передачи данных. Основное внимание уделяется характеристикам, таким как высокая пропускная способность, минимальные задержки, поддержка многоканальной передачи данных и электромагнитной совместимости. Также обсуждаются аспекты энергоэффективности и совместимости с различными устройствами. Отмечена важность сигнальной целостности и электромагнитной совместимости в контексте проектирования печатных плат с высокоскоростными цифровыми интерфейсами. Обсуждаются перспективы развития высокоскоростных интерфейсов, включая Интернет вещей и квантовые технологии. Предложена методика маршрутизации сигналов на печатных платах, которая играет важную роль в обеспечении сигнальной целостности и эффективной передачи данных на высоких скоростях. Рассмотрены вопросы управления длиной и импедансом трасс, учета сигнальной интерференции и соблюдения стандартов и рекомендаций производителей. Выведены основные аспекты, позволяющие спроектировать работоспособную печатную плату с высокоскоростными интерфейсами. Анализ эффективности проектирования печатных плат с высокоскоростными цифровыми интерфейсами по предложенным аспектам проводился в программном обеспечении HyperLynx от Mentor Graphics. Разработка печатных плат велась в программном комплексе Altium Designer. Рассматриваются перспективы развития интерфейсов с учетом новых технологий и стандартов

Ключевые слова: высокоскоростной цифровой интерфейс, печатная плата, эффективность передачи данных, электромагнитная совместимость, целостность сигнала

Введение

Высокоскоростные интерфейсы играют важнейшую роль в современных технологиях, позволяя осуществлять быструю и эффективную передачу данных между устройствами. Их значение особенно велико в контексте работы вычислительных систем, сетей и мультимедийных приложений [1]. Рассмотрим основные характеристики этих интерфейсов более подробно.

Ключевой особенностью высокоскоростных интерфейсов является высокая пропускная способность. Они способны передавать значительные объемы информации за короткий промежуток времени, что становится критичным для современных приложений. Например, потоковое вещание видео в формате 4K и выше требует значительных ресурсов, поскольку данные должны передаваться со скоростью, позволяющей избежать буферизации. Аналогично, в научных исследованиях, где обрабатываются большие массивы данных, высокая пропускная способность критически важна для быстрого анализа и обработки [2].

Современные технологии направлены на обеспечение минимальных задержек при передаче данных, что особенно важно в приложе-

ниях реального времени. В таких ситуациях, как видеоигры и видеоконференции, каждая миллисекунда может оказать значительное влияние на качество взаимодействия и пользовательский опыт. Например, в киберспорте даже небольшая задержка может повлиять на исход соревнования. Низкие задержки также имеют значение в финансовых системах, где время обработки данных может определять успешность сделок.

Высокоскоростные интерфейсы часто предлагают поддержку многоканальной передачи данных, что позволяет передавать информацию по нескольким каналам одновременно. Эта особенность существенно увеличивает общую пропускную способность и повышает производительность систем. В профессиональных аудиосистемах, например, многоканальная передача позволяет одновременно обрабатывать несколько звуковых дорожек без потери качества, что критично для записи и воспроизведения музыки. Также это важно для систем видеонаблюдения, где требуется передача данных с нескольких камер в реальном времени.

Современные интерфейсы разрабатываются с учетом энергоэффективности, что особенно важно для мобильных устройств и ноутбуков, где каждый ватт энергии имеет значение. Оптимизация потребления энергии позво-

ляет увеличить время работы от батареи, что особенно ценится пользователями мобильных гаджетов. Кроме того, снижение тепловыделения не только увеличивает время работы устройства, но и уменьшает риск перегрева, что способствует повышению долговечности компонентов.

Высокоскоростные интерфейсы предлагают широкую совместимость с различными устройствами и протоколами, что обеспечивает гибкость в использовании и упрощает процесс подключения новых устройств. Пользователи могут без труда интегрировать новейшие технологии в существующую инфраструктуру, что снижает затраты на обновление и упрощает управление. Например, новые устройства могут быть подключены к устаревшим системам, что позволяет значительно продлить их срок службы.

В условиях постоянного роста угроз кибербезопасности высокоскоростные интерфейсы разрабатываются с акцентом на защиту передаваемой информации. Использование шифрования и других технологий безопасности стало стандартом, что позволяет надежно защищать данные во время их передачи. Для предприятий и организаций это критически важно, поскольку утечка конфиденциальной информации может привести к значительным финансовым потерям и ущербу для репутации.

С ростом объемов передаваемых данных высокоскоростные интерфейсы продолжают развиваться. Ожидаются новые стандарты, которые обеспечат еще более высокие скорости и улучшенные возможности подключения. Например, в условиях быстрого распространения технологий Интернета вещей (IoT) необходимо создавать решения, способные обрабатывать данные от множества устройств одновременно. Кроме того, ожидается, что достижения в области квантовых технологий и новых типов передачи данных, таких как оптические связи, могут привести к революционным изменениям в методах передачи информации, открывая новые горизонты для различных приложений, от телекоммуникаций до облачных вычислений.

Методика маршрутизации сигналов

Методика маршрутизации сигналов — это ключевой аспект проектирования печатных плат с высокоскоростными цифровыми интерфейсами, направленный на обеспечение сигнальной целостности, минимизацию сигналь-

ных искажений и эффективную передачу данных на высоких скоростях, включает следующие аспекты: Управление длиной и импедансом трасс: это включает в себя выбор оптимальной длины и импеданса сигнальных трасс для обеспечения минимальных сигнальных искажений и согласованной передачи сигналов на высоких частотах.

Оптимальная длина линий при проектировании таких плат исходит от требований производителя микросхемы и от размещения компонентов по плате. В технической спецификации также указывается длина линий, и возможный разброс для дифференциальных линий [3].

Учет сигнальной интерференции — это учёт влияния сигнальной интерференции на сигнальные трассы и разработать подходы к минимизации этого влияния, например, через разнесение сигнальных трасс, использование дифференциальных пар и другие техники.

Управление сигнальной интерференцией происходит за счёт оптимального расположения компонентов на плате, с учетом их особенностей. А также требований производителя, указанных в технической документации. Существует ряд стандартов и рекомендаций по топологии сигнальных линий, к ним можно отнести LVDS Data Handbook (Texas Instruments), DDR PCB Routing Tutorial (Texas Instruments), стандарты JEDEC, стандарт IEEE 802.3-2018 и т.д.

Управление сигнальной целостностью

Управление сигнальной целостностью представляет собой маршрутизацию сигнальных трасс с учетом сигнальной целостности, минимизацию переходных сигнальных явлений, уменьшение временных задержек и снижение влияния шумов.

Необходимо учитывать влияние соседних сигнальных трасс и компонентов на сигнальные линии, а также предложить подходы к минимизации взаимных помех и искажений. На практике применяют следующие методы: использование специализированных технологий маршрутизации, таких как разнесение дифференциальных пар; использование специальных слоев для управления импедансом; маршрутизацию и другие подходы.

Техники размещения компонентов на печатной плате с высокоскоростными цифровыми интерфейсами играют важную роль в обеспечении сигнальной целостности, минимиза-

ции электромагнитных помех и обеспечении надежной работы цифровых интерфейсов на высоких скоростях и включают следующие аспекты:

1) оптимальное размещение и ориентация компонентов включает в себя выбор оптимального места размещения компонентов на печатной плате с учетом минимизации взаимных электромагнитных воздействий, обеспечение коротких сигнальных путей и удобства маршрутизации [4];

2) размещение и разводка питания: необходимо учитывать эффективное размещение и разводку питающих линий для обеспечения минимальных падений напряжения, снижения шумов и электромагнитных помех;

3) размещение компонентов также должно учитывать тепловые эффекты, обеспечивая оптимальное охлаждение компонентов и предотвращая перегрев;

4) управление сигнальной целостностью также включает в себя техники, направленные на минимизацию временных задержек при передаче сигналов, что особенно важно при работе с высокоскоростными интерфейсами [5];

5) оптимизация сигнальных трасс включает в себя оптимизацию параметров сигнальных трасс, таких как ширина, разнесение, использование дифференциальных пар и другие техники для обеспечения сигнальной целостности.

Обеспечение электромагнитной совместимости

Этот аспект методики включает в себя техники и подходы к минимизации электромагнитных помех, устранению переизлучения сигналов и снижению уровня электромагнитных воздействий на соседние компоненты, включает следующие аспекты:

1) размещение компонентов и трасс на печатной плате с учетом минимизации электромагнитных помех;

2) уменьшение сигнальных переизлучений и предотвращение взаимных помех между компонентами;

3) подходы к правильному заземлению компонентов, минимизации петель тока, использование экранирования для снижения электромагнитных помех;

4) обеспечение соответствия печатной платы с высокоскоростными цифровыми интерфейсами нормативным требованиям по электромагнитной совместимости, таким как

стандарты ИСО, ГОСТ, FCC (Federal Communications Commission — стандарт соответствия Федеральной комиссии связи США) и другие.

Электромагнитное моделирование и анализ включает использование специализированного программного обеспечения для моделирования электромагнитных полей, предсказания электромагнитных помех и оценки их воздействия на цифровые интерфейсы [6].

Трассировка печатной платы

При проектировании платы разработчики должны следовать строгим рекомендациям по управляемому импедансу. Они должны изучить технические характеристики интегральных схем, чтобы определить конкретные сигналы, требующие управляемого импеданса. В технических характеристиках компонентов указаны точные значения импеданса для каждой группы сигналов (табл. 1). Обычно в спецификациях упоминаются правила расстояний и правильные слои, на которых должны быть проложены конкретные сигналы.

Таблица 1

Интерфейсы и требования к ним

№	Интерфейс	Дифференциальный импеданс	Импеданс проводника
1	PCI Express	90Ω2+10%	50Ω2+10%
2	DDR	90Ω2+10%	50Ω2+10%
3	SATA	90Ω2+10%	55Ω2+10%
4	Ethernet	100Ω2+10%	55Ω2+10%
5	USB 2.0	90Ω2+10%	50Ω2+10%
6	USB 3.0	90Ω2+10%	50Ω2+10%
7	Parallel RGB LCN	N/A	55Ω2+10%
8	LVDS LCD	100Ω2+10%	55Ω2+10%
9	HDMLDVI	90Ω2+10%	50Ω2+10%
10	Analogue VGA	N/A	50Ω2+10% 75Ω2+10%
11	Parallel Camera Interface	N/A	50Ω2+10%
12	SD/MMC/SDIO	N/A	50Ω2+10%
13	I2C	N/A	50Ω2+10%
14	MIPLDSI	90Ω2+10%	50Ω2+10%
15	MIPI/CSI-2	90Ω2+10%	50Ω2+10%

В схемах цепей инженер должен указать сигналы с управляемым импедансом, а сети должны быть классифицированы как диффе-

ренциальные пары (100Ω, 90Ω или 85Ω) или однофазные сети (40Ω, 50Ω, 55Ω, 60Ω или 75Ω). Чтобы сделать это более понятным, разработчик может добавлять буквы N или P после имен сетей для сигналов дифференциальных пар в схеме. Также в схеме или в отдельном файле должны быть указаны специальные рекомендации по раскладке с управляемым импедансом.

В приведенной ниже схеме Altium Designer дифференциальные пары имеют соответствующие имена сетей (рис. 1).

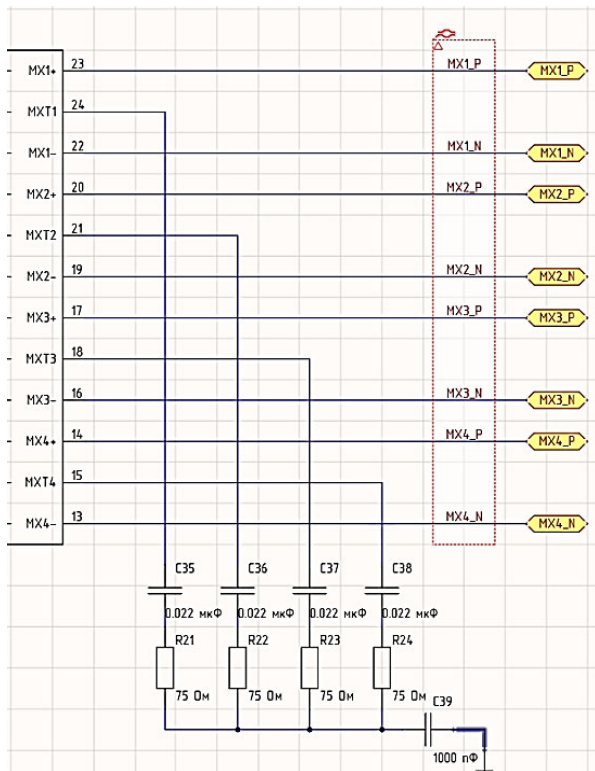


Рис. 1. Обозначение дифференциальных пар

Сигналы высокоскоростных дифференциальных пар должны быть проложены параллельно друг другу с постоянным расстоянием между ними. Для расчета конкретного дифференциального импеданса необходимы определенная ширина трассы и расстояние. Дифференциальные пары должны быть проложены симметрично. Разработчик должен минимизировать области, где указанное расстояние увеличивается из-за площадок или концов. Когда дифференциальные пары переходят на другие слои и, следовательно, меняют опорные земли, требуются переходные компоненты и via (примитивный объект дизайна, который используется для формирования вертикального электрического соединения между двумя или более электрическими слоями печатной пла-

ты), которые соединяют два разных опорных заземления. Нельзя размещать компоненты между дифференциальными парами, симметричное размещение уменьшит количество разрывов в сигнале (рис. 2).

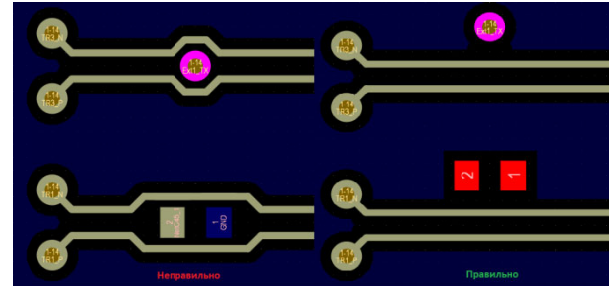


Рис. 2. Размещение контактных площадок

Соединительные конденсаторы размещаются симметрично (рис. 3).

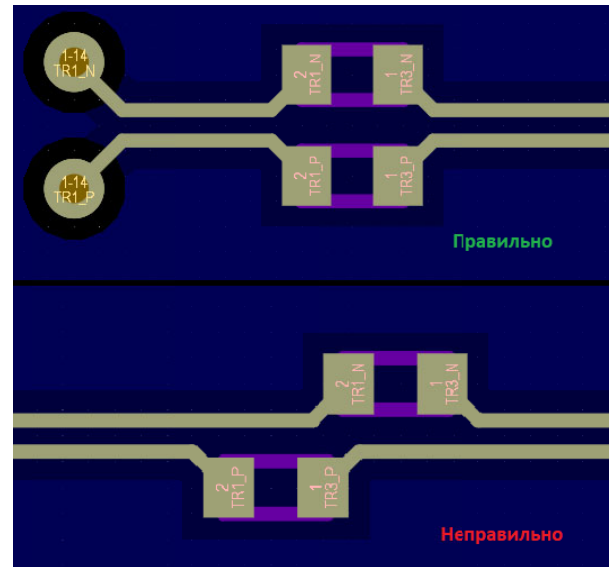


Рис. 3. Соединительные конденсаторы

Разработчик должен минимизировать использование via для дифференциальных пар, а если они используются, то они должны быть симметричными, чтобы уменьшить разрывы.

Нельзя прокладывать высокоскоростные сигналы по краям плоскостей и печатных плат (рис. 4).

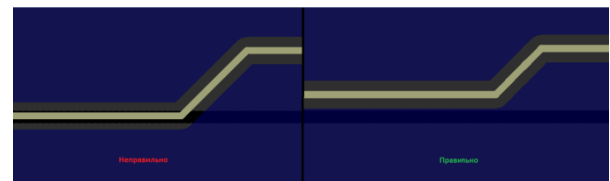


Рис. 4. Сигналы по краям плоскости

Длины трасс, образующих дифференциальную пару, должны быть очень близко сопоставлены, иначе это приведет к неприемлемому искажению задержки (несоответствие между положительными и отрицательными сигналами), а задержка распространения трасс должна соответствовать требованиям проекта. Несоответствие в длине должно компенсироваться использованием серпантин на более короткой трассе. Геометрия серпантин должна быть тщательно выбрана, чтобы уменьшить разрывы в импедансе.

Важно сопоставить длины травления дифференциальных пар и добавить серпантинное прокладывание как можно ближе к концам с несоответствием. На рис. 5 серпантин добавлен рядом с площадками слева, так как они расположены дальше друг от друга и, следовательно, имеют несоответствие.

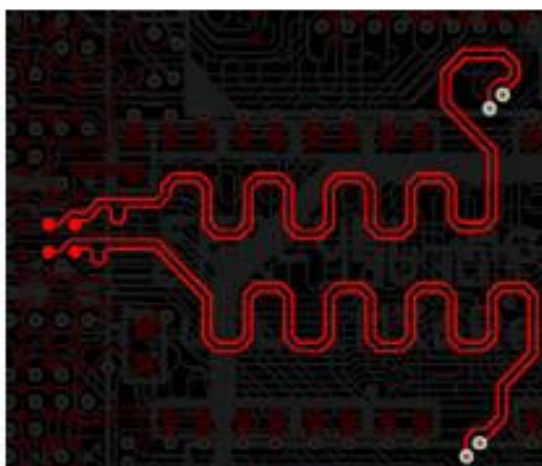


Рис. 5. Серпантин трассы

Серпантинные трассы следует размещать как можно ближе к источнику несоответствия. Это гарантирует, что несоответствие будет исправлено немедленно. На рис. 6 несоответствие возникает на левой группе viа, поэтому серпантин необходимо добавить слева, а не справа. Аналогично, изгибы вызывают несоответствия, из-за чего трасса на внутреннем изгибе становится меньше, чем на внешнем. Поэтому нам нужно добавлять серпантины как можно ближе к зоне изгиба. Если у пары два изгиба расположены ближе, чем 1 мм, они компенсируют друг друга, и добавление серпантинных не требуется.

Когда сигнал дифференциальной пары переходит с одного слоя на другой с помощью viа и имеет изгиб, каждый сегмент пары должен быть сопоставлен индивидуально. Разра-

ботчик должен вручную проверять такие нарушения, так как они не будут обнаружены при проверке правил проектирования (DRC), поскольку длины сигналов в целом будут близко сопоставлены. Поскольку скорость сигналов на трассах различных слоев может отличаться, рекомендуется прокладывать сигналы дифференциальных пар на одном слое, если требуется сопоставление длины. Различия в длине необходимо компенсировать в каждом сегменте (рис. 6).

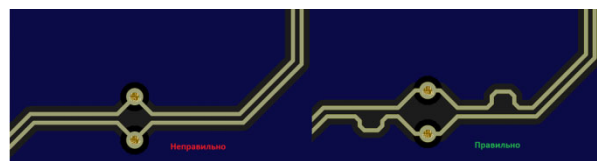


Рис. 6. Компенсация длины проводника в сегменте

Соединительный конденсатор необходим при маршрутизации через разрывные плоскости. Если оба референса — земля, то лучше использовать мостик из трассы между двумя землями, расположенный под сигналом, чем конденсатор (рис. 7).

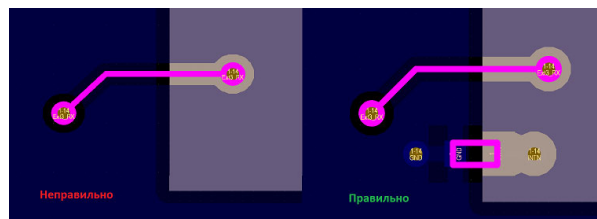


Рис. 7. Размещение соединительного конденсатора

Разработчик печатной платы должен избегать как разъединенных плоскостей, так и прорезей в опорной плоскости прямо под трассой сигнала. Если прорези неизбежны, следует использовать соединительные viа, чтобы минимизировать проблемы, возникающие из-за разделенного возвратного пути. Обе ноги конденсатора должны быть подключены к слою заземления и располагаться близко к сигналу [7].

Соединяющий конденсатор необходим при маршрутизации через препятствия на плоскостях (рис. 8).

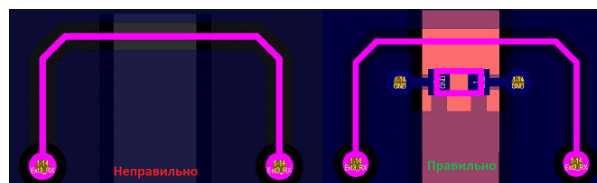


Рис. 8. Размещение конденсатора для преодоления разрывов

Когда via располагаются близко друг к другу, они создают пустоты в опорных плоскостях. Чтобы минимизировать эти большие пустоты, разработчик должен смещать via, чтобы обеспечить достаточную подачу плоскости между ними. Смещенные via позволяют сигналу иметь непрерывный возвратный путь. Если высокоскоростная дифференциальная пара или однофазный сигнал переключается между слоями, разработчик должен добавить соединительные via рядом с via, изменяющими слой. Это позволяет возвратному току переключаться между плоскостями заземления.

Размещайте соединительные via, когда сигнал меняет опорную землю. Предпочтительно располагать землю via между сигналами via (рис. 9).

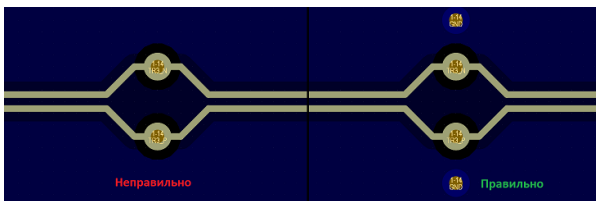


Рис. 9. Размещение соединительных Via

Ширины трасс с контролируемым импедансом должны отличаться от ширин остальных трасс. Это облегчает производителю их идентификацию.

Например, если для достижения импеданса 50Ω требуется трасса шириной 5 мил, и на плате есть другие трассы с шириной 5 мил, то производителю будет сложно идентифицировать трассы с контролируемым импедансом. Поэтому рекомендуется прокладывать трассы с импедансом 50Ω шириной 5.1 мил или 4.9 мил.

Разработчик должен прокладывать высокоскоростные сигналы либо на верхнем, либо на нижнем слое. Необходимо обеспечить полную опорную плоскость заземления на соседних слоях. Импеданс будет довольно высоким, если соседние слои отсутствуют. Внутренние слои могут быть использованы для плоскостей питания и других целей прокладки сигналов. Линии с контролируемым импедансом должны быть обозначены в схеме печатной платы.

Длины трасс дифференциальных пар должны быть сопоставлены с допуском 10 % от времени нарастания/спада сигнала.

Для конструкции с полосами следует использовать заземление или непрерывное питание сверху, снизу и по бокам дифференциальных пар. Плоскости заземления и питания обеспечивают путь для возвратных токов. Это снижает проблемы с электромагнитными помехами [8].

Выделим основные аспекты, позволяющие спроектировать работоспособную печатную плату с высокоскоростными интерфейсами:

1. Проектирование заземления. Хорошее заземление будет менее подвержено электромагнитным потерям (ЭМП).
2. Уменьшить токовые петли до минимума.
3. Подбор корректного логического семейства микросхем.
4. Подбор логического семейства с наибольшим уровнем шумового запаса, что уменьшит подверженность ЭМП.
5. Прокладка шин, энергетические шины являются источником проблем по ЭМП.
6. Согласование импеданса: меньше колебаний/искажений сигнала - меньше ЭМП.
7. Экранирование всех сегменты высокочастотных цепей металлическими корпусами.
8. Фильтрация для борьбы с электромагнитной совместимостью (ЭМС): низкочастотные или полосовые фильтры ослабляют высокочастотные компоненты:
9. Применение индуктивности с ферритовым сердечником последовательно является эффективным низкочастотным фильтром для входной шины питания: ферритовая бусина имеет очень высокий импеданс на высоких частотах и почти пренебрежимо малый импеданс на низких частотах.
10. Фильтры сети.
11. Фильтры ввода-вывода.
12. Проходные фильтры.
13. Трехвыводные конденсаторы.
14. Завершения экранов кабелей.

Моделирование

Анализ эффективности проектирования печатных плат с высокоскоростными цифровыми интерфейсами по предложенным аспектам проводился в программном обеспечении HyperLynx от Mentor Graphics. Разработка печатных плат велась в программном комплексе Altium Designer, который обладает возможностью экспорта платы в Hyper Lynx.

Исследовалась плата с высокоскоростным интерфейсом DDR3 (Double Data Rate), которая предназначена для работы с оперативной памятью и другими устройствами, обеспечивающими высокую пропускную способность.

Для графического представления проведен анализ работоспособности цепей предложенной топологии платы с использованием осциллографа [9]. На рис. 10 показаны результаты моделирования.

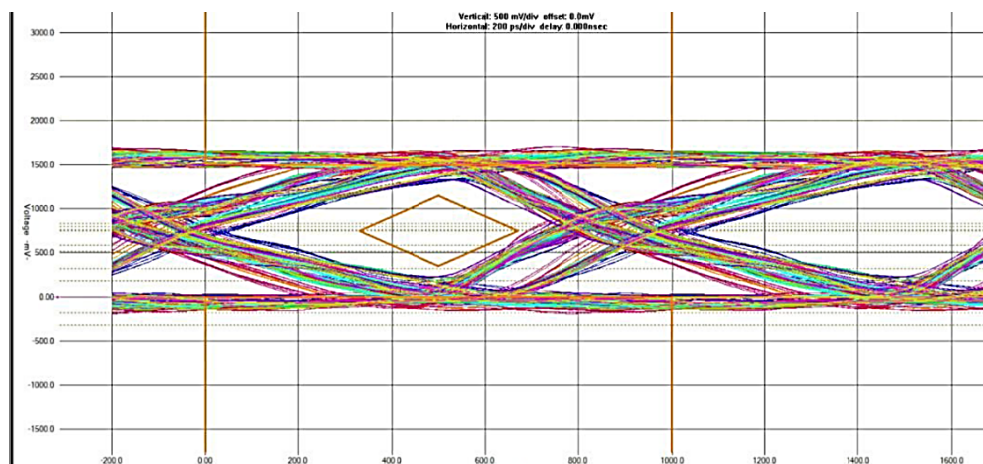


Рис. 10. Результат моделирования линий DDR в виде глазковой диаграммы

На рис. 10 видно, что глазковая диаграмма раскрывается достаточно для считывания данных без возможных ошибок и есть запас по напряжению. Уровень считывания совпадает с требованиями микросхемы, следовательно,

проблемы для передачи данных не наблюдается. Функционал программы позволяет разобрать каждый сигнал по отдельности, что позволяет определить возможное место с допущенной ошибкой в топологии (рис. 11).

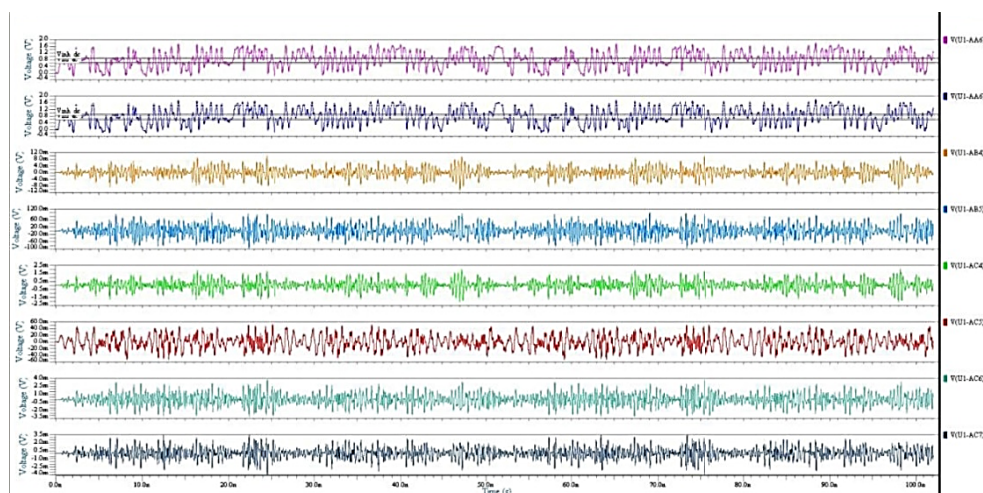


Рис. 11. Показания осциллографа для сигналов под ПЛИС

Заключение

В данной статье рассмотрены основные принципы разработки топологии печатных плат, такие как маршрутизация сигналов, техника размещения компонентов на печатной плате, сигнальная целостность, рассмотрена электромагнитная совместимость и использование программного обеспечения. Были выведены основные аспекты, позволяющие спроектировать работоспособную печатную плату с высокоскоростными интерфейсами.

Литература

1. Белоус А.И., Солодуха В.А., Шведов С.В. Основы конструирования высокоскоростных электронных

устройств. Краткий курс «белой магии» / Под общ. ред. А.И. Белоуса. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2017. 872 с.

2. Чирков О.Н. Оценка пропускной способности высокоскоростных видов модуляции m-qam // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8. № 6. С. 12-13.

3. Horowitz P., Hill W. The Art of Electronics // Cambridge University Press. 2020. Vol. 3. 1192 p.

4. Komala M, Suvana D. Design and Implementation of High Performance DDR3 SDRAM controller// IJERT. Vol. 4. 2015. P. 857-861.

5. Курейчик В.М. Математическое обеспечение конструкторского и технологического проектирования с применением САПР: учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1990. 352 с.

6. ГОСТ 30372-95 Совместимость Технических Средств Электромагнитная. Термины и определения. М.: Госстандарта России 1996. 143с.

7. Hall S.H. High-speed digital system design: a handbook of interconnect theory and design practices. John Wiley & Sons, Inc. 2020. Vol. 2. P. 1013

8. HyperLynx SI: анализ целостности сигналов.
URL: https://www.cad-is.ru/blog_post/hyperlynx-si-analiz-celostnosti-signalov (дата обращения: 15.01.2025)

9. Хорошайлова М.В., Балашов Ю.С., Мушта А.И.
Контроль эффективности методов обеспечения целост-

ности сигналов при проектировании современных высокопроизводительных вычислительных устройств // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2013. Т. 9. № 6-1. С. 108-111.

Поступила 20.12.2024; принята к публикации 17.02.2025

Информация об авторах

Чирков Олег Николаевич – старший преподаватель, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: chir_oleg@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2250-2100>

Хрипунков Александр Павлович – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: kpr@vorstu.ru

BASIC PRINCIPLES OF TOPOLOGY DEVELOPMENT IN THE DESIGN OF CIRCUIT BOARDS WITH HIGH-SPEED DIGITAL INTERFACES

O.N. Chirkov, A.P. Khripunkov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: we consider the importance of high-speed interfaces in modern PCB manufacturing technologies, emphasizing their critical role in ensuring fast and efficient data transmission. The main focus is on characteristics such as high bandwidth, minimal delays, multi-channel data transmission support, and electromagnetic compatibility. We also discuss aspects of energy efficiency and compatibility with various devices. We note the importance of signal integrity and electromagnetic compatibility in the design of printed circuit boards with high-speed digital interfaces. We discuss the prospects for the development of high-speed interfaces, including the Internet of Things and quantum technologies. We proposed a technique for marshalling signals on printed circuit boards, which plays an important role in ensuring signal integrity and efficient data transmission at high speeds. We consider the issues of controlling the length and impedance of the traces, taking into account signal interference and compliance with standards and recommendations of manufacturers. We derived the main aspects that make it possible to design a workable printed circuit board with high-speed interfaces. We carried out the efficiency analysis of the design of printed circuit boards with high-speed digital interfaces on the proposed aspects in the HyperLynx software from Mentor Graphics. We carried out the development of printed circuit boards in the Altium Designer software package. We consider the prospects for the development of interfaces, taking into account new technologies and standards

Key words: high-speed digital interface, printed circuit board, data transmission efficiency, electromagnetic compatibility, signal integrity

References

1. Belous A.I., Solodukha V.A., Shvedov S.V. "Fundamentals of designing high-speed electronic devices. A short course in "white magic" ("Osnovy konstruirovaniya vysokoskorostnykh elektronnykh ustroystv. Kratkiy kurs «beloy magii»)", Moscow: TEKHNOFERA, 2017, 872 p.
2. Chirkov O.N. "Estimation of the bandwidth of high-level types of m-qam modulation", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2012, vol. 8, no. 6, pp. 12-13.
3. Horowitz P., Hill W. "The Art of Electronics", Cambridge University Press, 2020, vol. 3, 1192 p.
4. Komala M, Suvarna D. "Design and Implementation of High Performance DDR3 SDRAM controller", *IJERT*, vol. 4, 2015, pp. 857-861.
5. Kureychik V.M. "Mathematical support for structural and technological design with CAD application" ("Matematicheskoe obespechenie konstruktorskogo i tekhnologicheskogo proyektirovaniya s primeneniem SAPR"), textbook, Moscow: Radio I svyaz', 1990, 352 p.
6. GOST 30372-95 "Electromagnetic Compatibility of Technical Means. Terms and Definitions", Moscow: Gosstandart Rossii, 1996, 143 p.
7. Hall S.H. "High-speed digital system design: a handbook of interconnect theory and design practices", John Wiley & Sons, Inc., 2020, vol. 2, 1013 p.
8. HyperLynx SI: signal integrity analysis, available at: https://www.cad-is.ru/blog_post/hyperlynx-si-analiz-celostnosti-signalov (date of access: 15.01.2025)
9. Khoroshaylova M.V., Balashov Yu.S., Mushta A.I. "Control of the effectiveness of methods for ensuring the integrity of signals in the design of modern high-performance computing devices", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2013, vol. 9, no. 6-1, pp. 108-111.

Submitted 20.12.2024; revised 17.02.2025

Information about the authors

Oleg N. Chirkov, Assistant Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: chir_oleg@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2250-2100>

Aleksandr P. Khripunkov, student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: kpr@vorstu.ru

ДВУХЧАСТОТНАЯ РАМОЧНАЯ АНТЕННА С ДИПОЛЬНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ

Е.А. Ищенко¹, А.Е. Медведев¹, Д.В. Пацев¹, Д.К. Проскурин¹, Н.С. Решетов¹, С.М. Фёдоров^{1,2}

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается конструкция рамочной антенны с дипольными излучателями, разработанная на основе классической рамочной антенны. Данная антенная система способна эффективно работать на двух частотах: 140 МГц и 390 МГц, что делает ее применимой для широкого круга задач, включая системы связи и радиомониторинга. Для анализа характеристик антенны было проведено компьютерное моделирование с использованием высокопроизводительного программного пакета CST Studio Suite. Это позволило детально изучить электродинамические параметры антенны, такие как диаграмма направленности, входное сопротивление и частотные характеристики. Для подтверждения результатов моделирования был изготовлен физический макет антенны, после чего проведены его экспериментальные исследования. Измерения показали, что коэффициент полезного действия (КПД) антенны составляет минус 0.42 дБ, а коэффициент направленного действия (КНД) достигает 2.26 дБ. Сравнение данных, полученных в результате моделирования и эксперимента, продемонстрировало их высокую степень совпадения, что подтверждает точность проведенных расчетов и измерений. Полученные результаты свидетельствуют о том, что предложенная конструкция антенны обладает стабильными характеристиками и может быть успешно использована в практических приложениях. Подчеркивается важность комплексного подхода, включающего как численное моделирование, так и экспериментальные исследования, для разработки и оптимизации современных антенных систем

Ключевые слова: рамочная антенна, антенны для радиосвязи, проволочная антенна, всенаправленная антенна

Благодарности: работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «Молодежная лаборатория» № FZGM-2024-0003

Введение

Реализация рамочных антенн является важной и актуальной задачей. Характеристики рамочных антенн определяются размерами и формами рамки, частотой работы, материалами, окружающей средой.

Рассмотрение разработки, изготовления и испытания небольших низкопрофильных рамочных широкополосных антенн с направленными характеристиками излучения [1]. По результатам исследования можно сделать вывод, что у рамочных антенн в широком диапазоне частот коэффициент усиления превышает уровень дипольных антенн.

Продemonstrировать новую систему из трех антенн, предназначенных для работы в диапазонах 2.4 и 5.2/5.8 ГГц в качестве внутренних антенн ММО предлагают авторы работы [2], также важно отметить, что предлагаемая реализация антенн очень хорошо подходит для антенн ММО, которые встроены в беспроводную точку доступа для работы в сетях WLAN. Применение рамочных антенн в системах

ММО позволяет получить преимущество по сравнению со стандартными дипольными антеннами.

Авторы работы [3] проанализировали три типа прямоугольных рамочных антенн, каждая из которых имеет несимметрированную линию питания. Важно сделать вывод о том, что кругово-поляризованный наклонный луч может быть сформирован для двухрамочной антенны, периметры которой приняты равными одной и двум длинам волн.

Особый интерес вызывает применение рамочных антенн для системы радиочастотной идентификации (RFID) [4]. Автор работы [4] достигли ограничение реверсирования тока с помощью метаматериальной запитывающей структуры. Это показывает возможность применения рамочных антенн в конструкции антенн с метаматериалами.

Авторы работы [5] предлагают новую конструкцию рамочной антенны, которая интегрирована с внешним металлическим кольцом мобильного устройства для работы в стандарте GSM 900/1800. Важно отметить тот факт, что, регулируя длину и ширину нагрузочного трансформатора могут быть возбуждены резонансные моды двойной петли. Так же важно

отметить, что удалось достичь оптимальной полосы пропускания.

Продемонстрировать разработку широкополосной прямоугольной петлевой антенны предлагают авторы работы [6]. С добавлением линии согласования удалось достичь оптимального согласования сопротивления. Добавление пары паразитных петель внутри прямоугольной петли позволило достичь широкополосные характеристики.

На основании проведенных исследований можно сделать вывод, что тематика разработки петлевых антенн является востребованной. В данной работе будет рассматриваться новая конструкция петлевой антенны, характерной особенностью которой является стабильная работа в двух диапазонах частот - 140 МГц и 390 МГц.

Разработка конструкции и моделирование петлевой антенны

Для изготовления антенны был выбран тонкий медный провод диаметром 2 мм.

Для дополнительного излучения был интегрирован дипольный излучатель под углом 45 градусов относительно рамки. Конструкция антенны представлена на рис. 1.

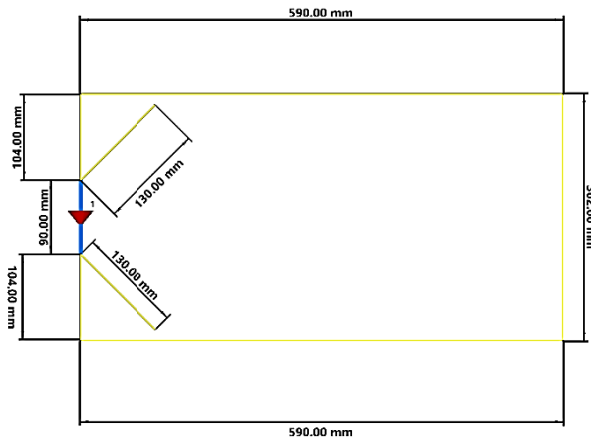


Рис. 1. Рамочная антенна

Как видно, рамочная антенна имеет прямоугольную структуру, общая длина которой составляет 1690 мм. S-параметры антенны представлены на рис. 2.

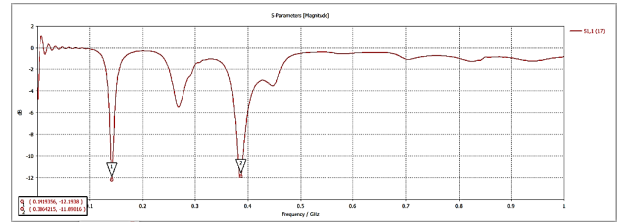


Рис. 2. S-параметры

Были получены диапазоны рабочих частот 140 МГц и 390 МГц (на уровне ниже -10 дБ).

Полная эффективность антенны представлена на рис. 3.

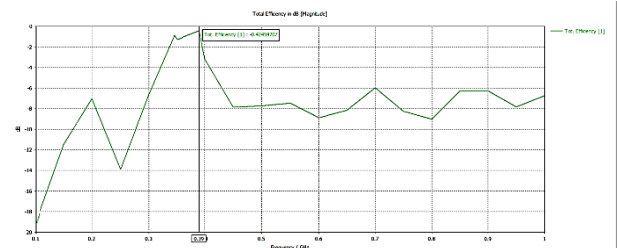


Рис. 3. Полная эффективность

График КПД показывает, что антенна работает на уровне -0.42 дБ, что обеспечивает работу системы.

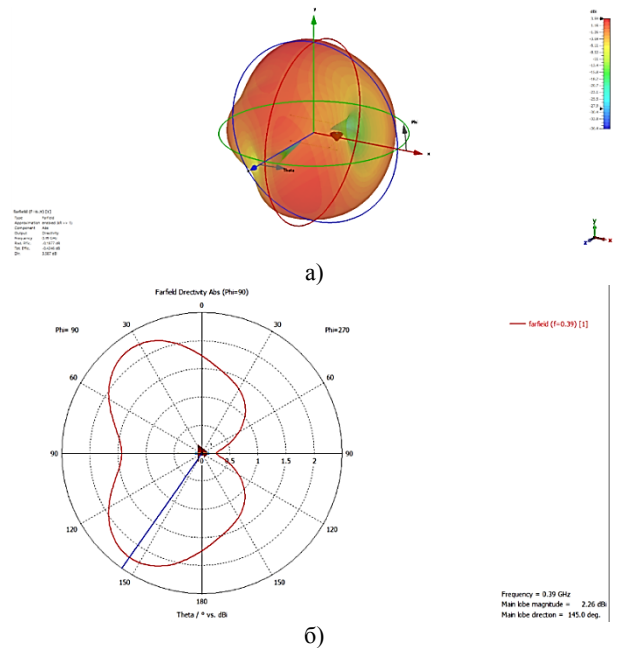


Рис. 4. Диаграмма направленности рамочной антенны

По диаграмме направленности, представленной на рис. 4, видно, что антенна является всенаправленной, коэффициент направленного действия (КНД) равен 2.26 дБ.

На основании полученного моделирования был изготовлен макет антенны.

Исследование макета

Макет был изготовлен из медной проволоки, диаметром 2 мм. Была сформирована рамка с диполями в зоне запитывания под углом 45 градусов.

С помощью векторного анализатора цепей Rohde & Schwarz ZNH4 были измерены характеристики согласования антенны, представленные на рис. 5.



Рис. 5. Измерение параметров антенны векторным анализатором цепей

По результатам измерений видно, что полученные результаты моделирования высоко коррелируют с реальным макетом рамочной антенны.

Заключение

Рассмотренная в данной работе рамочная антенна позволяет обеспечить работу на частотах 140 МГц и 390 МГц с высокой эффективностью. Простая конструкция, быстрота реализации, компактность, малый вес и наличие двух диапазонов рабочих частот являются преимуществами разработанной антенны. Данная антенна предназначена для работы с радиостанциями в рамках цифровой и аналоговой связи.

Литература

1. Kwon D.-H., Kim Y. Small Low-Profile Loop Wideband Antennas With Unidirectional Radiation Characteristics // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Jan. 2007. Vol. 55. No. 1. pp. 72-77.
2. Su S.-W. High-Gain Dual-Loop Antennas for MIMO Access Points in the 2.4/5.2/5.8 GHz Bands // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. July 2010. Vol. 58. No. 7. pp. 2412-2419.
3. Hirose K., Yoshida T., Nakano H. Unbalanced-Fed Rectangular Loop Antennas for Circular Polarization // 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Boston, MA, USA, 2018, pp. 173-174.
4. Liu H., Liu Y., Gong S. An MNG-TL loop antenna for UHF near-field RFID applications // Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, Harbin, China, 2014. pp. 473-475.
5. Hsiao F.-R., Chiu Y.-H. A novel loop antenna design integrated with metal ring for mobile device application // 2014 International Symposium on Antennas and Propagation Conference Proceedings, Kaohsiung, Taiwan, 2014. Pp. 277-278.
6. Li R.-L., Laskar J., Tentzeris, M.M. Broadband circularly polarized rectangular loop antenna with impedance matching // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. Jan. 2006. Vol. 16. No. 1. pp. 52-54.

Поступила 04.03.2025; принята к публикации 25.04.2025

Информация об авторах

Ищенко Евгений Алексеевич – аспирант, ассистент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7(473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5270-0792>

Медведев Александр Евгеньевич – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7(473)243-77-29, e-mail: medvedev.vzломhik1999@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-4358-935X>

Пацев Денис Вячеславович – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: patsev.den@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-8957-9587>

Проскурин Дмитрий Константинович – канд. физ.-мат. наук, доцент, ректор, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7(473)271-52-68, e-mail: rector@cchgeu.ru

Решетов Николай Сергеевич – старший преподаватель Военного учебного центра, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7(473)246-26-79, e-mail: reshetov@cchgeu.ru

Фёдоров Сергей Михайлович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84); Международный институт компьютерных технологий (394026, Россия, г. Воронеж, ул. Солнечная, д. 29 б), e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

DUAL-FREQUENCY LOOP ANTENNA WITH DIPOLE RADIATORS

E.A. Ishchenko¹, A.E. Medvedev¹, D.V. Patsev¹, D.K. Proskurin¹, N.S. Reshetov¹, S.M. Fyedorov^{1,2}

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²International Institute of Computer Technologies, Voronezh, Russia

Abstract: the paper considers the design of a loop antenna with dipole radiators, developed on the basis of a classic loop antenna. This antenna system can effectively operate at two frequencies: 140 MHz and 390 MHz, which makes it applicable for a wide range of tasks, including communication systems and radio monitoring. To analyze the antenna characteristics, we performed computer modeling using the high-performance CST Studio Suite software package. This made it possible to study in detail the electrodynamic parameters of the antenna, such as the radiation pattern, input impedance and frequency characteristics. To confirm the modeling results, we made a physical model of the antenna, after which we studied it experimentally. Measurements showed that the efficiency of the antenna is -0.42 dB, and the directivity coefficient (DC) reaches 2.26 dB. Comparison of the data obtained as a result of modeling and experiment demonstrated their high degree of coincidence, which confirms the accuracy of the calculations and measurements. The obtained results indicate that the proposed antenna design has stable characteristics and can be successfully used in practical applications. The work emphasizes the importance of an integrated approach, including both numerical modeling and experimental studies, for the development and optimization of modern antenna systems

Key words: loop antenna, radio antennas, wire antenna, omnidirectional antenna

Acknowledgments: the work was carried out with the financial support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation within the framework of the state assignment «Youth Laboratory» no. FZGM-2024-0003

References

1. Kwon D.-H., Kim Y., “Small Low-Profile Loop Wideband Antennas With Unidirectional Radiation Characteristics”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jan. 2007, vol. 55, no. 1, pp. 72-77.
2. Su S.-W. “High-Gain Dual-Loop Antennas for MIMO Access Points in the 2.4/5.2/5.8 GHz Bands”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, July 2010, vol. 58, no. 7, pp. 2412-2419.
3. Hirose K., Yoshida T., Nakano H. “Unbalanced-Fed Rectangular Loop Antennas for Circular Polarization”, *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Boston, MA, USA, 2018, pp. 173-174.
4. Liu H., Liu Y., Gong S. “An MNG-TL loop antenna for UHF near-field RFID applications”, *Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, Harbin, China, 2014, pp. 473-475.
5. Hsiao F.-R., Chiu Y. -H. “A novel loop antenna design integrated with metal ring for mobile device application”, *2014 International Symposium on Antennas and Propagation Conference Proceedings*, Kaohsiung, Taiwan, 2014, pp. 277-278.
6. Li RongLin, Laskar J., Tentzeris M.M. “Broadband circularly polarized rectangular loop antenna with impedance matching”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Jan. 2006. vol. 16, no. 1, pp. 52-54.

Submitted 04.03.2025; revised 25.04.2025

Information about the authors

Evgeniy A. Ishchenko, graduate student, Assistant, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7(473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5270-0792>
Aleksandr E. Medvedev, student, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7(473)243-77-29, e-mail: medvedev.vzlohmik1999@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-4358-935X>
Denis V. Patsev, student, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7(473)243-77-29, e-mail: patsev.den@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-8957-9587>
Dmitriy K. Proskurin, Cand. Sc. (Physics and Mathematics), Associate Professor, Rector, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7(473)271-52-68, e-mail: rector@cchgeu.ru
Nikolay S. Reshetov, Assistant Professor, Military Training Center at VSTU, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7(473)246-26-79, e-mail: reshetov@cchgeu.ru
Sergey M. Fyedorov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia); International Institute of Computer Technologies (29b, Solnechnaya St., Voronezh, 394026, Russia), tel.: +7(473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ПЛАНАРНОГО ТРАНСФОРМАТОРА С ПРИМЕНЕНИЕМ АДДИТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ПРОВЕРКОЙ НА МОДАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ

И.С. Бобылкин, А.М. Безрукавый

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: в современном мире развитие источников питания взаимосвязано с развитием их потребителей. Глобальная проблема связана с обеспечением стабильных вольтамперных характеристик в источниках питания для функционирования необходимых рабочих параметров приборов в длительный период времени. Рассмотрен один из методов моделирования источников питания планарного трансформатора с применением аддитивных технологий 3D-печати и нанесения токопроводящего слоя с помощью гальванических процессов. С применением современного программного комплекса создается модель планарного трансформатора из материалов, близко схожих с материалами, применимыми при проектировании планарных трансформаторов, таких как стеклотекстолит. Анализируется использование материалов в стандартной и предложенной технологиях. Проводится сравнительный анализ моделей планарного трансформатора с применением стандартных технологий и модели планарного трансформатора с помощью аддитивных технологий. Моделируются воздействия на новую модель данного типа источника питания с использованием новых материалов. Проводится оценка уязвимости модели источника питания на воздействия температурных полей. Описан анализ и подбор материалов для возможности применения данного метода для изготовления таких источников питания, сохраняя все электрические характеристики с возможностью минимизации модели по объёму и весу. Анализируются характеристики материалов и их преимущества

Ключевые слова: планарный трансформатор, аддитивные технологии, модальный анализ, механические воздействия

Введение

Метод разработки конструкций планарных трансформаторов имеет хорошо проверенную временем технологию, но не все предприятия могут производить такие источники питания на своих рабочих местах, после проектирования и моделирования конструкций планарных трансформаторов. С учетом технического задания производится расчет конструкции модели планарного трансформатора, на основе этих данных составляется конструкторская документация на изготовление данного типа источника питания. Далее отправляется на изготовление на специализированный завод «Резонит» г. Москва, г. Зеленоград, Солнечная Аллея, д. 6. На что требуется значительное количества времени и средств. Предлагаемый метод изготовления планарных трансформаторов — применение аддитивной технологии, а именно использование 3D-печати и нанесения токопроводящего материала гальваническим путем или методом напыления. Предложенная технология позволит сократить время на изготовления данной модели источника питания, увеличить точность производимой конструкции, отслеживать все этапы производства модели, так как это будет возможно сделать уже непосредственно на предприятии, где будет

разрабатываться модель планарного трансформатора, вносить корректировки в модель в момент изготовления, так как 3D-печать можно осуществлять послойно.

Конструкция модели планарного трансформатора

Как видно на рис. 1, отображающем структуру послойного формирования планарного трансформатора, где слой за слоем укладывается, образуя общую модель, необходимо соблюдать геометрическую симметрию каждого слоя во избежания зазоров между ними и смещения их в плоскостях. Каждый слой, который будет иметь такое смещение, будет приводить к электрическим потерям, погрешностям, а в дальнейшем — несоответствию заявленным требованиям по техническому заданию и результату расчетов [2-4]. Предложенный метод аддитивной технологии изготовления планарных трансформаторов позволит:

- избежать смещения слоев в плоскостях на этапе изготовления;
- избежать неравномерного заполнения композитными материалами при склейке каждого слоя;
- применять данного рода технологию к различным видам материалов, возможных для 3D-печати;

- минимизировать конструкцию планарного трансформатора, сохраняя его параметры;
- разрабатывать более сложные модели источников питания;
- в реальном времени изготавливать экспериментальные модели;
- сократить затраты на материал при изготовлении;
- ремонтпригодность конструкции.

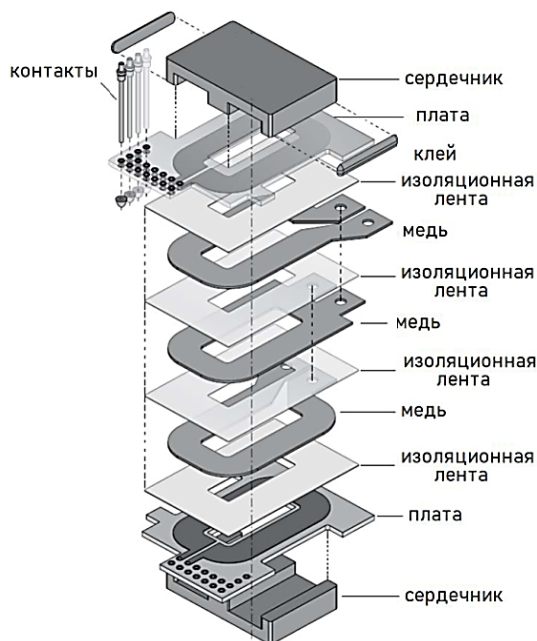


Рис. 1. Планарный трансформатор с использованием печатных проводников

В основном применяют материалы для изготовления планарных трансформаторов, имеющие определенную диэлектрическую проницаемость для расчета электромагнитного поля самой модели, такие как стеклотекстолит марки FR4 [1-3]. Высокочастотные источники питания применяют дорогостоящие материалы, имеющие стабильные электрические свойства, такие как «Rogers» — это СВЧ-материалы для печатных плат.

Таблица 1

Сравнительные характеристики материалов

Тип материала	Толщина слоя	Диэлектрическая проницаемость потерь при частоте 1МГц	Температура рабочая
FR4	от 0,06 мм до 3,0 мм	5,5	-60 °C до +85 °C.
Rogers	от 0,127 мм до 6,10 мм	3	от -50 до +150°C
ABS пластик	от 0,016 мм до...	3,1–3,4.	от -40°C до +90°C

В табл. 1 представлены одни из самых важных характеристик для сравнительного анализа материалов, из которых изготавливают планарные трансформаторы [9]. ABS пластик уступает дорогостоящему и эталонному материалу Rogers по температурным режимам работы. Аддитивные технологии позволяют достигать минимальной толщины слоя 0,016 мм до максимальной толщины, которая будет возможна при печати на 3D-принтере.

Таким образом, ряд преимуществ в предложенном методе изготовления имеет место быть. На рис. 2 и рис. 3 представлена модель планарного трансформатора с использованием материала ABS пластик в 3D и 2D модели.

Модальный анализ конструкции планарного трансформатора

Для прогнозирования надежности конструкции на влияние механических нагрузок используют моделирования в современных программных комплексах, что позволяет достигать более точных результатов [2-5].

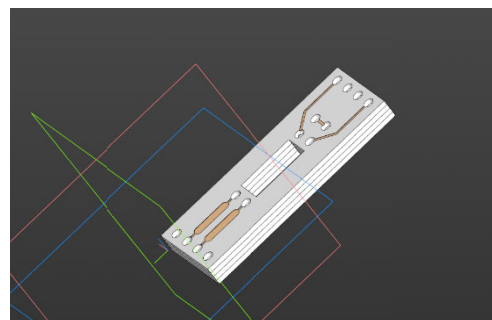


Рис. 2. Планарный трансформатор с использованием пластика в программе Kompas 3D

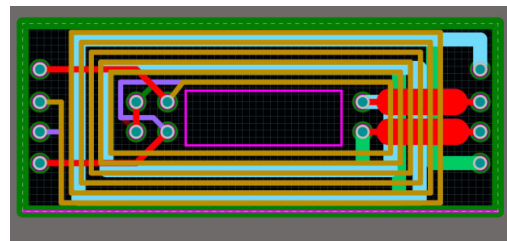


Рис. 3. 2D-модель планарного трансформатора

Разрабатываем модель планарного трансформатора в программной среде Altium Designer для возможности моделирования различных характеристик:

- ударные нагрузки;
- нагрузки смещения;
- тепловые нагрузки;
- нагрузки на изгибы;
- вибрационные нагрузки.

Анализ проводится по осям X, Y, Z. На основе моделирования в программной среде Creo модели планарного трансформатора без сердечника и ферритового кольца [7-9]. На рис. 4-6 произведен модальный анализ, на основе которого можно сделать выводы о том, на какую пластину приходится большее напряжение относительно координат.

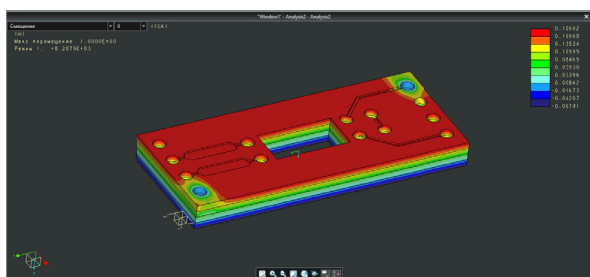


Рис. 4. Исследование модального анализа по оси X

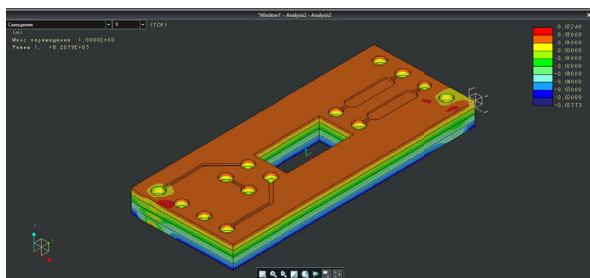


Рис. 5. Исследование модального анализа по оси Y

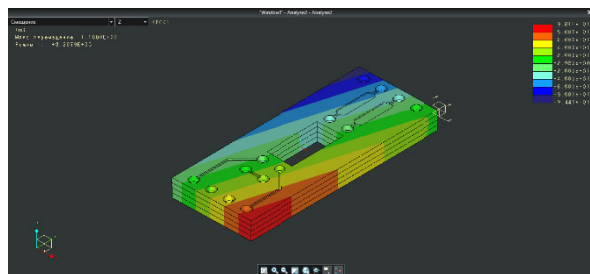


Рис. 6. Исследование модального анализа по оси Z

Благодаря проведенным анализам, можно понять, как будет вести себя планарный трансформатор в зависимости от того, в какие точки будем давать напряжение на саму модель. По полученным данным видно, что планарный трансформатор справляется со своей задачей спокойно, благодаря малым габаритам и плотности склейки модели, но при этом модель будет хрупкой при мгновенной нагрузке и велик шанс того, что дорожки не выдержат и треснут, что приведет к обрыву контакта и не-

возможности работы самого планарного трансформатора.

Заключение

Предложенный в работе метод изготовления планарных трансформаторов с применением аддитивных технологий, а также проведенный анализ моделирования конструкции на влияние механических воздействий позволяют обеспечить надежность конструкции, точность построения модели и возможности реализации различных конструктивных вариантов источников питания. Таким образом, можно сделать вывод, что данный метод можно использовать для изготовления источников питания различной мощности и с разными частотными характеристиками, применимых в радиоэлектронных средствах и комплексах.

Литература

1. Проектирование трансформаторов и дросселей. Справочник. 3-е изд., пересм. и доп. / Перевод с англ. В.В. Попов. М.: ДМК Пресс, 2016. 476 с.
2. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. М.: СОЛОН-Пресс, 2005. 416 с.
3. Ouyang Z. Advances in Planar and Integrated Magnetics. PhD thesis, October 2011. DTU Electrical Engineering Technical University of Denmark. 2011. 228 с.
4. 3F46 Material specification data sheet 2016 March 03. URL: <https://www.infinite-electronic.ru/datasheet/bf-EP17-3F46.pdf> (дата обращения: 25.06.2024).
5. Башкиров А.В., Бобылкин И.С., Кузёмкин А.А. Анализ образования дефектов в конструкции планарного трансформатора в модуле электропитания // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 6. С. 107-114.
6. Бобылкин И.С., Чирков О.Н., Кузёмкин А.А. Влияние компоновки и материалов на эффективность проектирования и оптимизацию параметров силовых трансформаторов // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2025. Т. 21. № 1. С. 98-102.
7. Применение программного комплекса Ansys Electronics для исследования электрических машин / М.А. Берлов [и др.] // Развитие современной науки и технологий в условиях трансформационных процессов: Сб. материалов XVII Междунар. науч.-практ. конф. СПб.: Печатный цех, 2023. С. 85-89.
8. Пьянзин А.А., Захарин А.С., Золотухин Н.С. Исследование инструментов разработки приложений в CAE - пакете ANSYS с помощью технологии ANSYS act // Инновационные технологии в науке нового времени: сб. ст. Междунар. науч.-практ. конф. Уфа: Общество с ограниченной ответственностью «Азтерна», 2017. Т. 3. С. 95-98.
9. Полимерные композиционные материалы, структура, свойства, технология: учебное пособие. 5-е изд.; под ред. А.А. Берлина СПб.: Издательство «Профессия», 2019. 624 с.

Информация об авторах

Бобылкин Игорь Сергеевич – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: bobylikin@bk.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7489-2249>

Безрукавый Артем Михайлович – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел. +79994035324, e-mail: artivirus07@mail.ru

DEVELOPING A PLANAR TRANSFORMER MODEL USING ADDITIVE TECHNOLOGIES AND MODAL ANALYSIS TESTING

I.S. Bobylkin, A.M. Bezrukavy

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: in the modern world, the development of power sources is interconnected with the development of their consumers. The global problem is associated with the provision of stable volt-ampere characteristics in power sources for the functioning of the necessary working parameters of the devices in a long period of time. We considered one of the methods for modeling the power transformer power sources using additive 3D printing technologies and the application of the conducting layer using galvanic processes. Using the modern software complex, we created a model of a planar transformer from materials that are close to the materials applicable in the design of planar transformers, such as fiberglass. We analyzed the use of materials in standard and proposed technologies. We carried out a comparative analysis of the planar transformer models using standard technologies and model of the planar transformer using additive technologies. Effects on a new model of this type of power source using new materials are modeled. We evaluated the vulnerability of the power source model on the effects of temperature fields. We described the analysis and selection of materials for the possibility of using this method for the manufacture of such power sources, preserving all the electrical characteristics with the possibility of minimizing the model in volume and weight. We analyzed the characteristics of materials and their advantages

Key words: planar transformer, additive technologies, modal analysis, mechanical impacts

References

1. "Design of transformers and chokes" ("Proyektirovanie transformatorov i drossel'nykh"), reference book, Moscow: DMK Press, 2016, 476 p.
2. Semenov B.Yu. "Power electronics: from simple to complex" ("Silovaya elektronika: ot prostogo k slozhnomu"), Moscow: SOLON-Press, 2005, 416 p.
3. Ouyang Z. "Advances in planar and integrated magnetics", PhD thesis, DTU Electrical Engineering Technical University of Denmark, 2011, 228 p.
4. "3F46 Material specification data sheet 2016 March 03", available at: <https://www.infinite-electronic.ru/datasheet/bf-EP17-3F46.pdf> [date access: 06.25.2024].
5. Bashkurov A.V., Bobylkin I.S., Kuzemkin A.A. "Analysis of the formation of defects in the design of a planar transformer in a power supply module", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 6, pp. 107-114.
6. Bobylkin I.S., Chirkov O.N., Kuzemkin A.A. "The influence of layout and materials on the design efficiency and optimization of parameters of power transformers", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2025, vol. 21, no. 1, pp. 98-102.
7. Berlov M.A., Karimov R.D., Gorbunov A.S., Bakirov A.A. "Application of the Ansys Electronics software package for the study of electric machines", *Proc. of the XVII Int. Sci. and Pract. Conf.: Development of Modern Science and Technologies in the Context of Transformational Processes (Razvitie sovremennoy nauki i tekhnologii v usloviyakh transformatsionnykh protsessov)*, Moscow, December 28, 2023, Saint Petersburg: Printing Shop, 2023, pp. 85-89.
8. Pyanzin A.A., Zakharin A.S., Zolotukhin N.S. "Investigation of application development tools in the ANSYS CAE package using the ANSYS act technology", *Proc. of the Int. Sci. and Pract. Conf.: Innovative Technologies in Modern Science (Innovatsionnye tekhnologii v nauke novogo vremeni)*, Ufa, February 01, 2017, pp. 95-98.
9. Berlin A.A. ed. "Polymer composite materials, structure, properties, technology" ("Polimernye kompozitsionnye materialy, struktura, svoystva, tekhnologiya"), textbook, Saint Petersburg: Professiya, 2019, 624 p.

Submitted 10.04.2025; revised 12.05.2025

Information about the authors

Igor' S. Bobylkin, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: bobylikin@bk.ru , ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7489-2249>

Artyem M. Bezrukavy, student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +79994035324, e-mail: artivirus07@mail.ru

ОЦЕНКА КАНАЛА СВЯЗИ ДЛЯ OFDM СИСТЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ

О.Н. Чирков, Д.С. Мацокин, А.Г. Халдобин

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: представлены современные подходы к оценке канала связи, а также проведено исследование различных методов оценки канала цифровой модуляции с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM). Рассмотрены классические подходы к оценке канала, включая слепую оценку, полуслепую оценку и оценку на основе обучения, а также рассматривает различные типы пилотных сигналов: блочные, гребенчатые и решетчатые. Особое внимание уделено применению методов глубокого обучения, в частности сверточных нейронных сетей (CNN), для улучшения помехоустойчивости системы. Представлена структура модели CNN, состоящей из четырех слоев, предназначенной для обработки принятых OFDM-символов и вывода оценки частотной характеристики канала. Описаны этапы моделирования, включающие генерацию случайных символов, добавление пилотных символов, преобразование сигналов в частотную и временную области, а также введение шума для различных уровней соотношения сигнал/шум (SNR). Полученные результаты показывают, что предложенный метод глубокого обучения превосходит традиционные методы, такие как метод наименьших квадратов (LS) и минимальные среднеквадратичные ошибки (MMSE), особенно при низких уровнях SNR. Это подтверждает перспективность применения CNN для оценки канала в условиях сложных радиоканалов. Повышение точности оценки канала связи можно добиться оптимизацией архитектуры CNN

Ключевые слова: OFDM модуляция, оценка канала, нейронная сеть, оптимизация, беспроводные системы связи

Введение

OFDM — это широко используемый метод передачи данных, который разбивает полосу частот на несколько близко расположенных узких полос, обеспечивая параллельную передачу данных (рис.1). Исследование стоит начать со всестороннего анализа классических подходов к оценке каналов. Одной из основных проблем в технике связи является увеличение помехоустойчивости сигнала. Одним из актуальных направлений в современном мире является применение искусственного интеллекта – нейронных сетей [1].

Методы оценки канала. Классические алгоритмы оценки канала можно разделить на три типа: слепая оценка канала, полуслепая оценка, оценка канала на основе обучения. Оценка канала на основе обучения включает в себя отправку контрольных символов (символов, известных получателю) - пилотов для оценки состояния канала. Слепая оценка канала включает в себя оценку статистической информации канала, такой как распределение затуханий, усиление канала, пространственная корреляция, наряду с некоторыми свойствами передаваемого сигнала. Оценка канала вслепую представляет собой гибридную комбинацию оценки на основе обучения и оценки канала вслепую. В каналах с быстрым замиранием предпочтительным методом являет-

ся слепая оценка канала, поскольку характеристики канала меняются быстрее, чем длительность символа, а в каналах с медленным замиранием предпочтительной является оценка, основанная на обучении.

Типы пилотов

Существует три типа пилотных сигналов: блочный, гребенчатый и решетчатый. В пилотах блочного типа контрольные символы передаются на всех частотных поднесущих и периодически во времени. Состояние канала связи оценивается в моменты отправки пилотов и предполагаем, что оно остается постоянным до следующего момента отправки пилотов. В пилотах гребенчатого типа пилотные символы отправляются только в определенных частотных поднесущих, но во все моменты времени. Отклик канала оценивается на частотных несущих, куда отправляются контрольные символы, и используем методы интерполяции для оценки отклика канала на других частотных поднесущих. Для каналов с медленным замиранием лучше использовать пилоты блочного типа, а для каналов с быстрым замиранием лучше использовать пилоты гребенчатого типа.

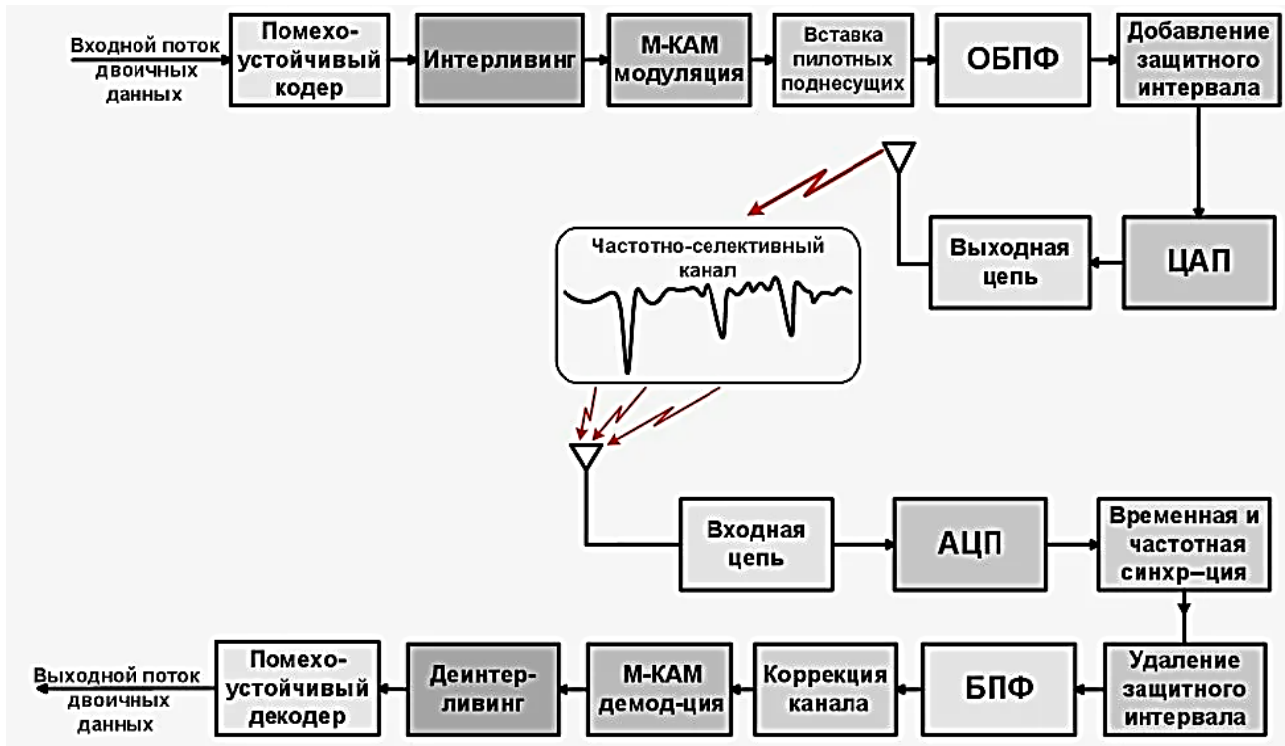


Рис. 1. Схематическое изображение системы связи с OFDM модуляцией

Метод наименьших квадратов

Метод наименьших квадратов — метод оценки параметров в регрессионном анализе. Его цель — найти уравнение кривой или линии, которая наилучшим образом соответствует набору точек данных. [2]

$$H_{LS} = \operatorname{argmin}\{(Y - HX)^H(Y - HX)\}, \quad (1)$$

где, H_{LS} — рассчитанная оценка канала методом наименьших квадратов,

Y — предсказанные значения,

H — вектор канала, который задается

$$H = [H[0], H[1], \dots, H[N-1]]^T,$$

X — диагональ матрица межсимвольных помех.

Решение уравнение выглядит следующим образом:

$$H_{LS} = X^{-1} \cdot Y, \quad (2)$$

Такое решение достигается путем установления градиента целевой функции H равным нулю. Это относительно простой математический способ, не требующий ресурсоемких вычислений, однако он чувствителен к резким выбросам, встречающимся в исходных данных.

Метод среднеквадратичной ошибки

Это функция потерь, которая используется в задачах регрессии. Она рассчитывается как среднее значение квадратов разностей между прогнозируемыми и фактически наблюдаемыми значениями.

$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (Y_i - \hat{Y}_i)^2, \quad (3)$$

где MSE — среднеквадратичная ошибка,

n — количество точек данных,

Y_i — истинные значения,

$\hat{Y}_i$ — предсказанные значения,

n — число поднесущих. Среднеквадратичная оценка определяется [2]:

$$\hat{H}_{MMSE} = R_{HH}(R_{HH} + \sigma^2(XX^H)^{-1})^{-1}H_{LS}, \quad (4)$$

где, $\hat{H}_{MMSE}$ — полученная оценка канала,

R_{HH} — автокорреляционная матрица H ,

σ — среднеквадратическое отклонение.

Метод глубокого обучения

Предлагаемая структура модели состоит из четырех слоев (рис. 2):

Моделирование

1) Входной слой – матрица 64×2 включает в себя входные данные, представляющие собой реальную и мнимую части принятого сигнала.

2) Состоит из двух подблоков. Первый сверточный блок – содержит в себе одномерный сверточный слой, включающий 64 фильтра с размером ядер 3, путем пакетной нормализации и функции активации ReLU (Rectifier linear unit). Выходные данные этого блока сохраняют те же пространственные размеры, что и входные.

Второй сверточный блок с пропуском соединения – блок включает в себя элементы с пропуском соединения с выхода первого сверточного блока. Основной путь этого блока включает в себя два одномерных сверточных слоя, каждый с 64 фильтрами и размером ядра 3, за которыми следует пакетная нормализация и повторная активация. Выходные данные основного пути объединяются с пропуском соединения, и результат передается через функции активации ReLU.

3) Полностью связанные слои – выходные данные второго сверточного блока сглаживаются и проходят через два полностью связанных слоя. Первый слой содержит 128 нейронов с активацией ReLU, в то время как второй слой содержит 128 нейронов.

4) Выходной слой – выход последнего полностью подключенного слоя, преобразованного в матрицу размером 64×2 , представляющий реальную и мнимую составляющие оцененных коэффициентов канала.

Модель принимает принятый символ OFDM (Y) в качестве входных данных и выводит оценку частотной характеристики канала (H). Вычисление осуществляется с комплекснозначными сигналами, действительная и мнимая составляющие разделены. Обучение проводилось для данных с тремя наборами значений SNR: 10 дБ, 20 дБ и 30 дБ. Каждая модель обучалась в течение 50 эпох.

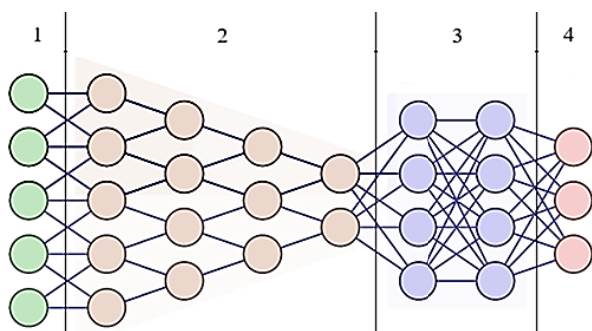


Рис. 2. Структура сверточной нейронной сети с пропуском соединений

Для моделирования используется канал сгенерированными случайными двоичными символами – 220 случайных бит, 64 поднесущих с квадратурной модуляцией 16-QAM [3]. Для пилотных символов в блоке OFDM установлено фиксированное значение – $3+3j$. Для упрощения процесса интерполяции пилотные символы добавлены в начале и в конце блока (в каждой 8-й позиции). Полученные данные преобразуются в временную область с помощью ОБПФ (обратного быстрого преобразования Фурье), имеющего размерность 64 [4]. К полученному результату добавляется циклический префикс длиной 16 выборок для повышения помехоустойчивости. Затем моделируется частотная характеристика – комплексное значение отклика канала h сгенерированное и имеющее определенный вес. После этого полученные значения преобразуются в частотную область с помощью БПФ (Быстрое преобразование Фурье), для получения $H_{БПФ}$ который используются для обучения модели. Передаваемый сигнал свертывается с частотной характеристикой канала для получения принятого сигнала, для достижения определенного соотношения сигнал/шум (SNR) к сигналу добавляется Гауссовский шум. Затем следует удаление циклических префиксов и получение 64-символьного блока, именуемого Y [5].

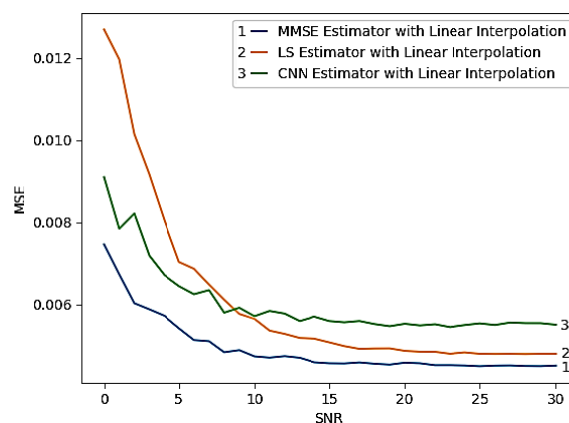


Рис. 3. Сравнение различных вариантов оценки канала с помощью метода среднеквадратичной ошибки

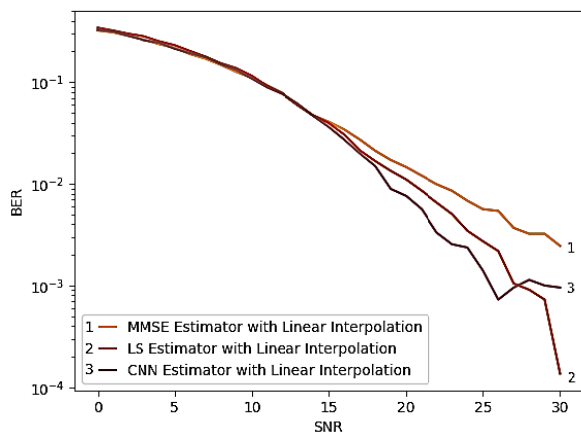


Рис. 4. Сравнение различных вариантов оценки канала, кривые BER

Результаты моделирования

В результате моделирования были получены сравнительные графики представленных выше методов оценки канала. На рис. 3 показано сравнение, посредством метода среднеквадратичной ошибки, очевидно, что метод глубокого обучения обладает лучшей эффективностью при низких отношениях полезного сигнала к шуму, сравнительно с методом наименьших квадратов, прирост в точности оценки канала методом глубокого обучения составляет 3 дБ. На рис. 4 показаны графики битовой ошибки относительно соотношения сигнал/шум для следующих методов оценки канала: минимальной среднеквадратичной ошибки, наименьших квадратов и метода глубокого обучения, имеющего структуру сверточной нейронной сети. Кривая метода глубокого обучения имеет расхождение с методом наименьших квадратов начиная с отношения сигнал/шум равному 15 дБ и вплоть до граничного, для моделирования, значения – 30 дБ. Это показывает, что применение метода глубокого обучения при низких соотношения сигнал/шум – до 15 дБ, не уступает ни одному из рассмотренных методов оценки канала, а в диапазоне от 15 дБ до 25 дБ имеет расхождение с обоими рассмотренными методами классической оценки канала, однако, нахождение кривой глубокого обучения посередине между двух кривых и повторение их форм говорит о адекватной оценке канала рассматриваемым методом.

Заключение

Применение методов глубокого обучения, имеющих структуру сверточных нейронных сетей, для оценки канала OFDM модуляции представляет собой перспективный подход, который может помочь в улучшении помехоустойчивости систем связи. Несмотря на необходимость в больших объемах данных для обучения, преимущества CNN в условиях сложных радиоканалов делают ее конкурентной альтернативой классическим методам оценки канала, таким как LS и MMSE. Возможность оптимизации под параллельную обработку данных делает доступной возможность сокращения времени оценки канала. Дальнейшие исследования могут сосредоточиться на оптимизации архитектуры CNN. Стоит предположить, что продолжение обучения нейронной сети окажет положительное влияние на точность оценки канала связи, без дополнительного увеличения ресурсоемкости. Также добавление слоев может способствовать существенному увеличению точности оценки.

Литература

1. Чирков О.Н., Пирогов А.А. Применение алгоритмов машинного обучения в задаче оценки беспроводного канала связи с OFDM // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 6. С. 164-169.
2. Чирков О.Н., Ромащенко М.А., Чепелев М.Ю. Современные методы оценки канала радиосвязи в условиях многолучевости // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 3. С. 68-73.
3. Чирков О.Н. Оценка пропускной способности высокоуровневых видов модуляции m-qam // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8. № 6. С. 12-13.
4. Шорин О.А., Аверьянов Р.С. Алгоритмические особенности организации связи и устойчивость к неравномерности ГВЗ системы связи McWiLL // Экономика и качество систем связи. 2019. № 1(11). С. 3-9.
5. Kah Jing Wong, Filbert Juwono, Regina Reine Deep Learning for Channel Estimation and Signal Detection in OFDM-Based Communication Systems / Kah Jing Wong, Filbert Juwono, Regina Reine [Электронный ресурс] // ResearchGate: [сайт]. — URL: https://www.researchgate.net/publication/367735285_Deep_Learning_for_Channel_Estimation_and_Signal_Detection_in_OFDM-Based_Communication_Systems (дата обращения: 28.03.2025)

Информация об авторах

Чирков Олег Николаевич – старший преподаватель, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: chir_oleg@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2250-2100>

Мацокин Данила Сергеевич – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: danilamatsokin2003@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0009-0004-8036-4572>

Халдобин Артем Григорьевич – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: artem.haldobin@xmail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0001-2028-8879>

CHANNEL ESTIMATION FOR OFDM SYSTEMS USING DEEP LEARNING METHODS

O.N. Chirkov, D.S. Matsokin, A.G. Haldobin

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: we present modern approaches to evaluating a communication channel, as well as a study of various methods for evaluating a digital modulation channel with orthogonal frequency division (OFDM). We considered classical approaches to channel assessment, including blind assessment, semi-blind assessment, and learning-based assessment, and various types of pilot signals: block, comb, and lattice. Special attention is paid to the use of deep learning methods, in particular convolutional neural networks (CNN), to improve the noise immunity of the system. We present the structure of the CNN model, consisting of four layers, designed to process received OFDM symbols and output an estimate of the channel frequency response. We described the modeling stages, including the generation of random symbols, the addition of pilot symbols, the conversion of signals into frequency and time domains, as well as the introduction of noise for various levels of signal-to-noise ratio (SNR). The results show that the proposed deep learning method is superior to traditional methods such as least squares (LS) and minimum standard errors (MMSE), especially at low SNR levels. This confirms the prospects of using CNN to evaluate a channel in conditions of complex radio channels. Further research is aimed at optimizing the CNN architecture and possibly increasing the number of layers to improve the accuracy of channel estimation without significant resource costs

Key words: OFDM modulation, channel estimation, neural network, optimization, wireless communication systems

References

1. Chirkov O.N., Pirogov A.A. “Application of algorithms for machine-hardware communication with OFDM”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 6, pp. 164-169.
2. Chirkov O.N., Romashchenko M.A., Chepelev M.Yu. “Modern methods of assessing radio channel in multipath conditions”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2019, vol. 15, no. 3, pp. 68-73.
3. Chirkov O.N. “A great specialist in high-tech activities of m-qam”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)* 2012, vol. 8, no. 6, pp. 12-13.
4. Shorin O.A., Averyanov R.S. “Analytical communications and implementation with the McWiLL communication system abroad”, *Economics and Quality of Communication Systems (Ekonomika i kachestvo sistem svyazi)*, 2019, no. 1(11), pp. 3-9.
5. Ka Jing Wong, Juvono F., Rain R. “Deep learning for channel estimation and signal detection in OFDM-based communication systems”, available at: https://www.researchgate.net/publication/367735285_Deep_Learning_for_Channel_Estimation_and_Signal_Detection_in_OFDM-Based_Communication_Systems (date of access: 03.28.2025)

Submitted 15.04.2025; revised 12.05.2025

Information about the authors

Oleg N. Chirkov, Assistant Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: chir_oleg@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2250-2100>

Danila S. Matsokin, student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: danilamatsokin2003@gmail.com, ORCID ID - <https://orcid.org/0009-0004-8036-4572>

Artyem G. Haldobin, student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: artem.haldobin@xmail.ru, ORCID ID - <https://orcid.org/0009-0001-2028-8879>

ПОЛНОРАЗМЕРНАЯ АНТЕННА CHOKE RING ДЛЯ GPS-GLONASS С РАБОЧЕЙ ПОЛОСОЙ ЧАСТОТ ОТ 1.55 ГГц ДО 1.62 ГГц

Р.М. Ляпунов^{1,2}, Ю.Г. Пастернак¹, В.А. Пендюрин³, Д.К. Проскурин¹, Н.Б. Смольянов^{1,4}

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²ООО «АЕДОН», г. Воронеж, Россия

³АО НПП «Автоматизированные системы связи», г. Воронеж, Россия

⁴АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается конструкция антенны с кольцевыми дроссельными экранами «Choke Ring» для систем глобальной спутниковой навигации GPS-GLONASS. Такое антенное устройство обладает высокой пропускной способностью. Благодаря особенностям конструкции антенна нейтрализует возникающий эффект многолучевости. Предложенное антенное устройство обеспечивает в полосе рабочих частот от 1.55 ГГц до 1.62 ГГц высокие характеристики излучения, в сравнении со схожими по назначению антеннами. Конструкция антенны обеспечивает высокие характеристики правой и левой круговой поляризации, необходимые для повышения пропускной способности канала антенны. Благодаря круговой поляризации излучения антенны снижается влияние эффекта Фарадея на работу навигационного устройства. В качестве подложки выступает материал Rogers RO4003. В результате моделирования получены параметры разработанной антенны, такие как зависимость S-параметра антенны от частоты, коэффициент стоячей волны (КСВН) на входе антенны; коэффициенты отражения; сравнение фаз и мощностей на двух ортогональных линейных поляризациях, рассчитана Номограмма Вольперта-Смита на входе антенны, а также смоделированы диаграммы направленности антенны на частоте 1.585 ГГц. Построенные графики, демонстрирующие диаграммы направленности левой и правой круговой поляризации в нескольких плоскостях, показывают, что их уровень не превышает – 20 дБ и 10 дБ соответственно

Ключевые слова: системы глобальной спутниковой навигации, КСВН, Choke Ring, GLONASS, круговая поляризация

Введение

При разработке антенного устройства для систем спутниковой связи необходимо учитывать, что для оптимальной работы оно должно обеспечивать прием волн правой круговой поляризации, при равномерном излучении в верхней полусфере. Помимо этого, ортогональность круговых поляризаций правого и левого вращения, становится возможным повысить пропускную способность канала связи в два раза. Однако, при создании антенного устройства для спутниковых систем связи, необходимо учитывать возможность возникновения многолучевости. Для ее нейтрализации критически важным становится разработка антенн особой формы.

Авторы работы [1] разработали антенну Choke Ring для обеспечения максимального усиления при минимальном уровне боковых лепестков. Данный вариант антенного устройства разрабатывался под готовый турникетный излучатель. Разработанная модель демонстрирует коэффициент усиления ~15.6 дБ и значение круговой поляризации уровень бокового лепестка (УБЛ) не превышает -20 дБ.

Помимо кольцевых дроссельных экранов, разрабатываются конструкции для навигационных систем со штыревыми EBG структурами. Такой вариант позволяет получить высокие характеристики устройств для радионавигационных систем [2].

Авторы в своей работе [3] рассматривают варианты спиральных антенн для навигационных систем. Они демонстрируют симметричные, практически одинаковые диаграммы направленности (ДН) в Е и Н плоскостях, а также коэффициент усиления до 5.11 дБ.

В работе [4] авторами демонстрируется, что антенна Choke Ring на 30 % большей крутизной частотной зависимости поверхностного сопротивления в сравнении с устройством, имеющим вид решетки из стержней.

Разработка конструкции и моделирование антенны

Системы глобального позиционирования осуществляют передачу сигналов в полосе частот от 1.2 ГГц до 1.6 ГГц. Для работы в данном диапазоне разработано множество вариантов антенных устройств [5], [6]. Наилучший результат будет получен при углах, составляющих более 90° от направления в зенит, в таком случае удастся минимизировать влияние сигналов, отражающихся от поверхности земли. Для практи-

ческой реализации минимизации влияния отражающихся волн на принимаемые сигналы в антенных устройствах применяют кольцевые дроссельные экраны либо штыревые структуры. Конструкция антенны в виде концентрических колец обеспечивает повышение эффективности устройства, причем с увеличением числа колец повышается эффективность конструкции [7].

Для работы комплексов глобальной навигации была разработана антенна, имеющая в составе своей конструкции кольцевые дроссельные экраны. Диаметр антенны составляет 380 мм, высота 56,8 мм. Облучателем выступают четыре монополя, запитанных в квадратуре.

На рис. 1 представлено изображение фронтальной стороны антенны со снятым обтекателем.

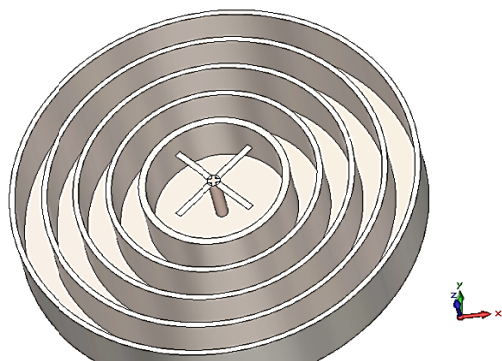


Рис. 1. Внешний вид фронтальной стороны антенны со снятым обтекателем

Облучателем в составе конструкции антенного устройства выступают четыре монополя имеющие питание в квадратуре. В центральной части антенны установлен стержень из тefлона, внутри которого проложено четыре проводника. Они образуют фидерную линию [8]. В качестве подложки для антенного устройства выступает пластина из материала Rogers RO4003.

На рис. 2 представлена схема тыльной стороны антенны, где представлены (1) несим-

метричный вход, 50 Ом, и (2), (3), (4) резисторы, 50 Ом.

Конструкция антенны с кольцевыми дроссельными экранами позволяет получить высокие значения коэффициента стоячей волны, коэффициента эллиптичности антенны.

На рис. 3 приводится график S-параметра антенны, где линией красного цвета обозначается модуль коэффициента отражения, а остальные демонстрируют потери в балластных резисторах.

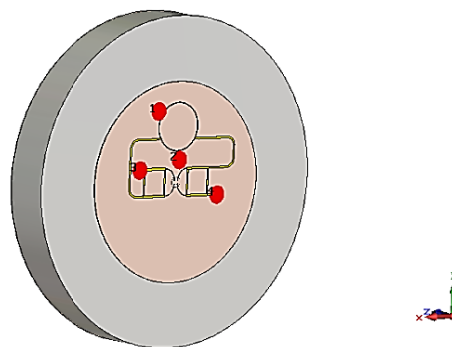


Рис. 2. Внешний вид тыльной стороны антенны

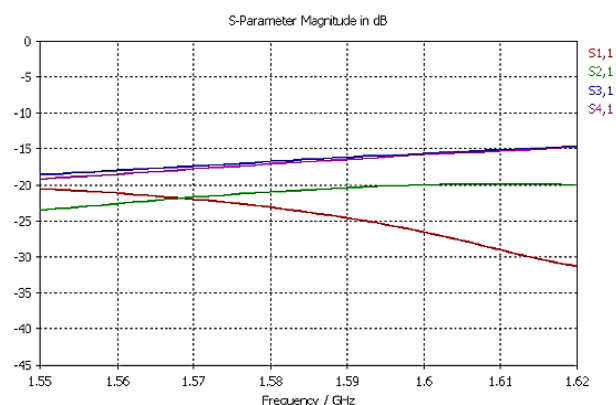


Рис. 3. S-параметры

На рис. 4 приведено сравнение мощностей и фаз на двух ортогональных линейных поляризациях и частотной зависимости КСВН на входе антенны.

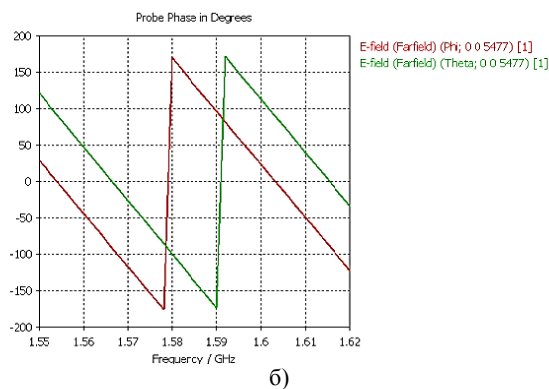
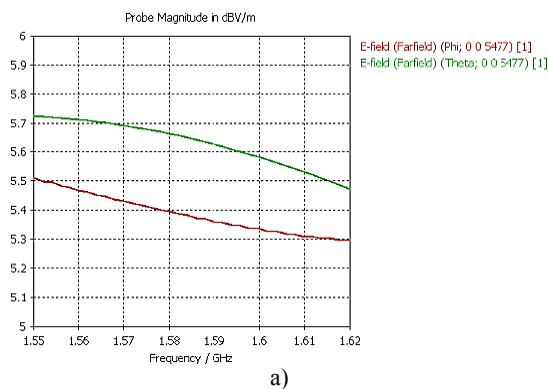
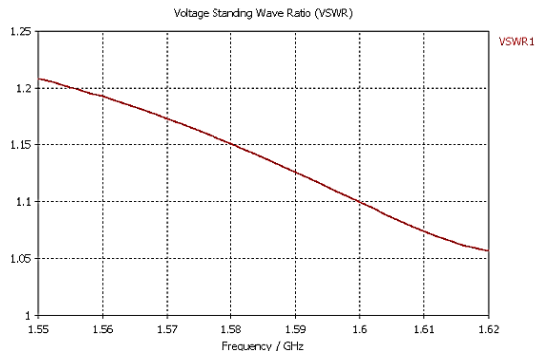


Рис. 4. Разница мощностей (а) и фаз (б) на двух ортогональных линейных поляризациях в полосе рабочих частот антенны, частотная зависимость КСВН на входе антенны (в)



в)

Рис. 4. Разница мощностей (а) и фаз (б) на двух ортогональных линейных поляризациях в полосе рабочих частот антенны, частотная зависимость КСВН на входе антенны (в) (окончание)

По представленным графикам видно, что значение КСВН во всей полосе рабочих частот от 1.55 ГГц до 1.62 ГГц не превышает значения 1.22.

На рис. 5 представлена полученная в результате моделирования диаграмма направленности антенны правой круговой поляризации.

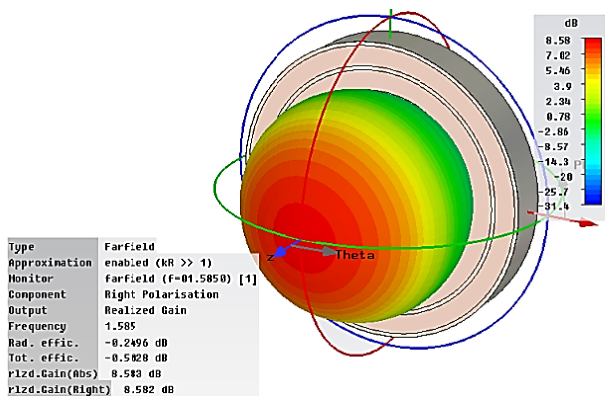


Рис. 5. Диаграмма направленности антенны на частоте 1.585 ГГц

Полученные в результате моделирования диаграммы направленности демонстрируют, что в рабочем диапазоне частот антенна формирует луч с уровнем 8.46 – 8.68 дБ.

В системах спутниковой связи и глобальной навигации применяются антенны, обладающие круговой поляризацией. Антенное устройство обеспечивающие круговую поляризацию радиоволны, повышает уровень эффективности приемной антенны и снижает влияние эффекта Фарадея на работу устройства. Рисунки, представленные ниже, демонстрируют графики, соответствующие правой и левой круговой поляризации.

На рис. 6 представлены графики, полученные в результате расчетов коэффициента эллиптичности антенны на частоте 1.585 ГГц.

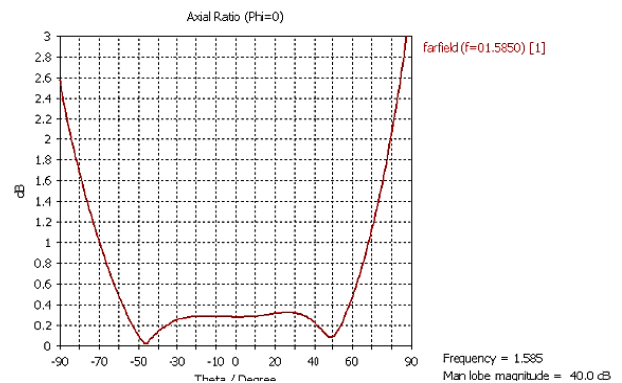
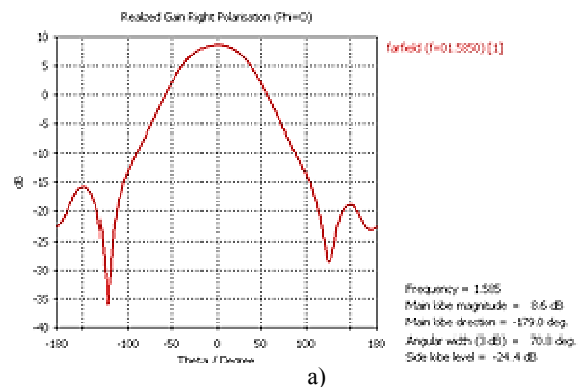


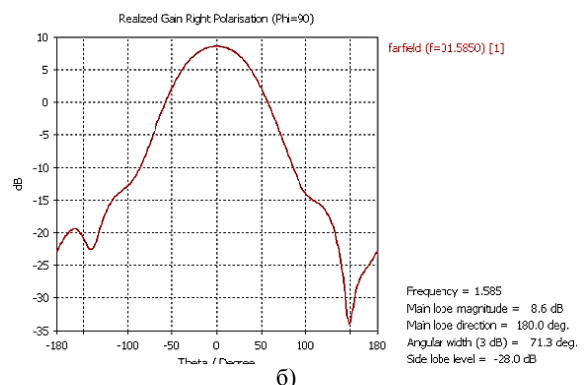
Рис. 6. Аксиальное отношение при Phi=0 на частоте 1.585 ГГц

На частоте 1.585 ГГц было осуществлено моделирование характеристик согласования антенны.

На рис. 7 представлен график правой круговой поляризации на частоте 1.585 ГГц.



а)



б)

Рис. 7. Правая круговая поляризация, (а) Phi=0, (б) Phi=90

На рис. 8 представлен график левой круговой поляризации на частоте 1.585 ГГц.

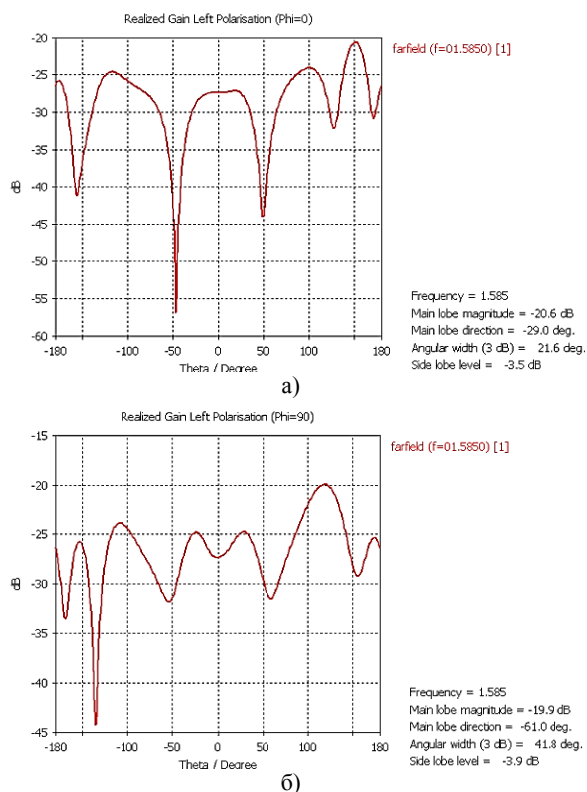


Рис. 8. Левая круговая поляризация, (а) $\Phi=0$, (б) $\Phi=90$

Графики, указанные на рис. 7 и 8, демонстрируют правые и левые поляризационные характеристики антенного устройства на частоте 1.585 ГГц.

По результатам моделирования антенного устройства в полосе рабочих частот характеристики излучения сохраняются примерно на одном уровне. Уровень правой круговой поляризации не превышает 10 дБ, а уровень левой -20 дБ.

Заключение

В работе представлен вариант антенного устройства с включенными в конструкцию

кольцевыми дроссельными экранами «Choke ring». По результатам моделирования рассчитаны характеристики в рабочем диапазоне частот от 1.55 ГГц до 1.62 ГГц. Значение КСВН не превышает 1.22. Разработанное антенное устройство при моделировании диаграммы направленности демонстрирует уровень излучения до 8.68 дБ. Коэффициент эллиптичности в полосе рабочих частот для круговой поляризации сохраняется приблизительно на одном уровне.

Литература

1. Ахияров В.В., Сапрыкин С.Д., Утенков М.А. Антенна УКВ-диапазона с низким уровнем боковых лепестков // Распространение радиоволн: тр. XXVII Всерос. откр. науч. конф. Калининград: БФУ им. Иммануила Канта, 2021. С. 572-577.
2. Tatarnikov D.V., Astakhov A.V. Large impedance ground plane antennas for mm-accuracy of GNSS position in real time // Progress in Electromagnetic Research Symposium Proceeding. Stockholm, 12-15 Aug. 2013. Stockholm. P. 1825-1829.
3. Куприц В.Ю., Лебедев В.Ю., Мещеряков А.А. Анализ характеристик спиральных антенн спутниковых радионавигационных систем // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: материалы 27-й Междунар. Крымской конф. Севастополь, 2017. Т. 3. С. 676-681.
4. Tatarnikov D.V. Topcon Full Wave GNSS Reference Station Antenna with Convex Impedance Ground Plane URL: http://insidegnss.com/wp-content/uploads/2011/10/Topcon_PN-A5_antenna_white_paper.pdf (дата обращения: 05.03.2025)
5. Маркина Ю.И. Антенна GPS круговой поляризации в диапазоне 1,2-1,6 ГГц // Инженерный Вестник Дона. 2012. №3(21). С. 188-90.
6. Zhang Li, Schwieger V. Investigation of a L1-optimized choke ring ground plane for a low-cost GPS receiver-system // Journal of Applied Geodesy. 2017. Vol. 12, № 1. P. 1-10.
7. Thomas A. Milligan. Modern antenna design. Second Edition. // John Wiley & Sons. 2005. 633 p
8. Исследование антенны GPS-GLONASS для полосы частот от 1.55 до 1.62 ГГц / Ю.Г. Пастернак [и др.] // Теория и техника радиосвязи. № 4. 2024. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=75209640> (дата обращения 05.03.2025).

Поступила 25.03.2025; принята к публикации 19.05.2025

Информация об авторах

Ляпунов Роман Михайлович – инженер-разработчик, ООО «АЕДОН» (394026, Россия, г. Воронеж, ул. Дружинников, д. 5Б), магистрант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7(980)5572320, e-mail: roman112k@mail.ru

Пастернак Юрий Геннадьевич – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: pasternakyg@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2031-5531>

Пендюрин Владимир Андреевич – канд. техн. наук, генеральный директор, АО НПП «Автоматизированные системы связи» (394062, Россия, г. Воронеж, ул. Пеше-Стрелецкая, д. 108, офис 415), e-mail: pva777777@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4697-5976>

Проскурин Дмитрий Константинович – канд. физ.-мат. наук, доцент, ректор, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: pdk@vgasu.vrn.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0004-0569-6737>

Смолянов Никита Борисович – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84); конструктор, АО «Концерн «Созвездие» (394018, Россия, г. Воронеж, ул. Плехановская, д. 14), тел.: +7(910)3466202, e-mail: smolyanov1998@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0006-2958-9033>

FULL-SIZE CHOKE RING ANTENNA FOR GPS-GLONASS WITH AN OPERATIONAL FREQUENCY BAND FROM 1.55 GHz TO 1.62 GHz

R.M. Lyapunov^{1,2}, Yu.G. Pasternak¹, V.A. Pendyurin³, D.K. Proskurin¹, N.B. Smol'yanov^{1,4}

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²Limited liability company «AEDON», Voronezh, Russia

³Joint-stock company Research and Production Enterprise «Automated Communication Systems», Voronezh, Russia

⁴Joint-stock company «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract: here we considered the design of an antenna with circular Choke Ring choke screens for global satellite navigation systems GPS-GLONASS. Such an antenna device has a high bandwidth. Due to the design features, the antenna neutralizes the resulting multipath effect. The proposed antenna device provides high radiation characteristics in the operating frequency band from 1.55 GHz to 1.62 GHz, in comparison with antennas of similar purpose. The antenna design provides high right and left circular polarization characteristics necessary to increase the bandwidth of the antenna channel. Due to the circular polarization of the antenna radiation, the effect of the Faraday effect on the operation of the navigation device is reduced. The Rogers RO4003 material acts as a substrate. As a result of the simulation, we obtained the parameters of the developed antenna, such as the dependence of the antenna's S-parameter on frequency, VSWR at the antenna input; reflection coefficients; comparison of phases and powers at two orthogonal linear polarizations; the Wolpert-Smith nomogram at the antenna input was calculated, and we modeled antenna radiation patterns at a frequency of 1.585 GHz. The constructed graphs showing the directional patterns of the left and right circular polarization in several planes show that their level does not exceed – 20 dB and 10 dB, respectively

Key words: global navigation satellite systems, VSWR, Choke Ring, GLONASS, circular polarization

References

1. Akhiyarov V.V., Saprykin S.D., Utenkov M.A. "A VHF antenna with a low level of side lobes", *Proc. of the XXVII All-Russian Open Sci. Conf.: Propagation of Radio Waves (Rasprostraneniye radiovoln)*, Kaliningrad, 28 June 2021, pp. 572-577.
2. Tatarnikov D.V., Astakhov A.V. "Large impedance ground plane antennas for mm-accuracy of GNSS position in real time", *Progress in Electromagnetic Research Symposium Proceeding*, Stockholm, 12-15 August 2013, Stockholm, pp. 1825-1829.
3. Kuprits V.Yu., Lebedev V.Yu., Mesheryakov A.A. "Analysis of the characteristics of spiral antennas of satellite radio navigation systems", *Proc. of the 27th Int. Crimean Conf.: Microwave Technology and Telecommunication Technologies (CriMiKo'2017)*, Sevastopol, 16 September 2017, vol. 3, pp. 676-681.
4. Tatarnikov D.V. "Topcon full wave GNSS reference station antenna with convex impedance ground plane", available at: http://insidegnss.com/wp-content/uploads/2011/10/Topcon_PN-A5_antenna_white_paper.pdf.
5. Markina Yu.I. "GPS antenna of circular polarization in the range of 1.2 – 1.6 GHz", *Engineering Bulletin of Don (Inzhenernyy Vestnik Dona)*, 2012, no. 3(21), pp. 188-90.
6. Zhang Li, Schwieger V. "Investigation of a L1-optimized choke ring ground plane for a low-cost GPS receiver-system", *Journal of Applied Geodesy*, 2017, vol. 12, no. 1, pp. 1-10.
7. Milligan T.A. "Modern antenna design", John Wiley & Sons, 2005, 633 p.
8. Pasternak Yu.G., Pendyurin V.A., Popov I.V., Proskurin D.K., Smol'yanov N.B. "Investigation GPS-GLONASS antenna for the frequency band from 1.55 to 1.62 GHz", *Theory and Technology of Radio Communications (Teoriya i tekhnika radiosvyazi)*, 2024, no. 4, available at: <https://elibrary.ru/item.asp?id=75209640> (date of access: 05.03.2025).

Submitted 25.03.2025; revised 19.05.2025

Information about the authors

Roman M. Lyapunov, student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str, Voronezh 394006, Russia), Development-engineer LLC «AEDON» (394026, Russia, Voronezh, Druzhinnikov St., 5b), tel.: +7(980)5572320, e-mail: roman112k@mail.ru

Yuriy G. Pasternak, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str, Voronezh 394006, Russia), e-mail: pasternakyg@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2031-5531>.

Vladimir A. Pendyurin, General Director, JSC RPE «Automated Communication Systems» (108 Peshe-Streletskaia str., Voronezh 394062, Russia), e-mail: infonpp-acc.ru@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4697-5976>

Dmitriy K. Proskurin, Cand. Sc. (Physics and Mathematics), Associate Professor, Rector of Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str, Voronezh 394006, Russia), e-mail: pdk@vgasu.vrn.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0004-0569-6737>

Nikita B. Smol'yanov, graduate student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str, Voronezh 394006, Russia), designer, JSC «Concern «Sozvezdie» (14 Plekhanovskaya str., Voronezh 394018, Russia), tel.: +7(910)3466202, e-mail: smolyanov1998@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0006-2958-9033>

АНАЛИЗ ПАРАМЕТРОВ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛЬНОГО РАДИОПРОФИЛЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОРРЕЛЯЦИОННОГО АНАЛИЗА

М.Ю. Никольшин, К.А. Бойков

МИРЭА – Российский технологический университет (РТУ МИРЭА), г. Москва, Россия

Аннотация: при резком изменении напряжений в узлах электронных устройств возникают колебательные токи, вызванные наличием в схеме устройства сосредоточенных и паразитных реактивностей, образующих колебательные контуры. Суперпозиция колебаний токов в этих контурах составляет сигнальный радиопрофиль, уникальный для каждого экземпляра электронного устройства. Уникальность радиопрофиля позволяет использовать его для диагностики и идентификации электронного устройства. Исследование радиопрофиля происходит средствами цифровой обработки сигналов, среди которых можно выделить корреляционный анализ, так как его проведение дает математически обоснованное численное значение схожести поведения двух наборов значений. Входными данными для корреляционного анализа являются массивы мгновенных значений напряжений или токов радиопрофиля, полученных при помощи аналого-цифрового преобразования. Для проведения корреляционного анализа необходимо оцифровать колебание радиопрофиля электронного устройства и сравнить его набор значений с эталонным набором. При оцифровке колебаний возникает ряд затруднений с определением необходимых параметров аналого-цифрового тракта для получения корректного результата корреляционного анализа. Были установлены необходимые параметры тракта оцифровки сигнального радиопрофиля для получения статистически значимого результата корреляционного анализа на заданном уровне. Проводился аналитический расчет мгновенных значений сигнального радиопрофиля, использовались методы корреляционного анализа Пирсона и математической статистики. Генерация аддитивного шума модели тракта с гауссовским спектром осуществлялась по алгоритму Бокса-Мюллера. Передискретизация смоделированного сигнала проводилась при помощи ряда Котельникова. Для определения разброса значений реальных радиопрофилей был проведен натурный эксперимент. Показано, что полученные параметры тракта оцифровки достижимы без предъявления каких-либо особых требований к компонентам тракта регистрации сигнального радиопрофиля

Ключевые слова: сигнальный радиопрофиль, корреляционный анализ, радиоволновая диагностика, радиоволновая идентификация, аналого-цифровой преобразователь

Введение

Регистрация сигнального радиопрофиля (СРП) может проводиться как бесконтактно [1], так и контактно [2], посредством измерения тока потребления электронного устройства (ЭУ). На практике для измерения тока в разрыв цепи питания ЭУ включается низкоомный резистор [3], падение напряжения на котором пропорционально току потребления ЭУ. Вне зависимости от выбранного способа получения СРП, его анализ наиболее целесообразно проводить средствами цифровой обработки сигналов (ЦОС), что дает широкие возможности для фильтрации сигнала, получения его спектра, проведения корреляционного, регрессионного анализов и многих других видов обработки. Для этого необходимо оцифровать аналоговый СРП при помощи аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Параметры АЦП, основными из которых являются частота дискретизации f_s (Гц) и двоичная разрядность (бит), имеют прямое влияние на корректность оцифровки СРП. Количественное значение входного аналогового

значения АЦП в результате аналого-цифрового преобразования конвертируется в цифровой код. Современные АЦП с f_s в пределах 20...10000 МГц имеют двоичную разрядность в пределах 6...10 бит, что означает 64...1024 шагов квантования. При этом повышение f_s , как правило, означает понижение разрядности из-за усложнения схемы АЦП и повышения скоростей работы его внутренних элементов.

Помимо параметров АЦП влияние на измерение СРП также привносит шум. Учет влияния шума на регистрацию СРП необходим, поскольку зачастую СРП имеют малый уровень, что усложнит регистрацию СРП или вовсе сделает ее невозможной. В ходе работы исследовалось влияние аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ), поскольку АБГШ имеет тесную взаимосвязь с тепловым шумом [4]. Помимо этого, шумы полупроводниковых приборов на частотах выше 2...5 кГц также имеют аналогичное распределение [5]. Также показано, что собственный шум тракта регистрации имеет нормальное распределение, соответствующее АБГШ.

Повышение значения отношения С/Ш, разрядности АЦП и частоты его дискретизации

возможно до определенных пределов. Но даже в рамках практически возможных параметров их улучшение означает усложнение и удорожание тракта регистрации сигнала. Отсюда возникает потребность в определении минимально возможных значений указанных параметров, при которых статистически значимый результат регистрации СРП будет находиться в пределах заданного доверительного интервала.

Частота дискретизации сигнального радиопрофиля

Для исследования минимальной двоичной разрядности использовался СРП, временная диаграмма которого приведена на рис. 1, схема генерации – на рис. 2.

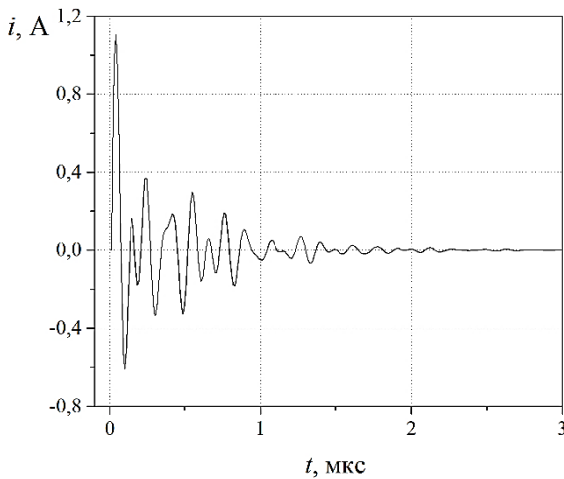


Рис. 1. Тестовый СРП

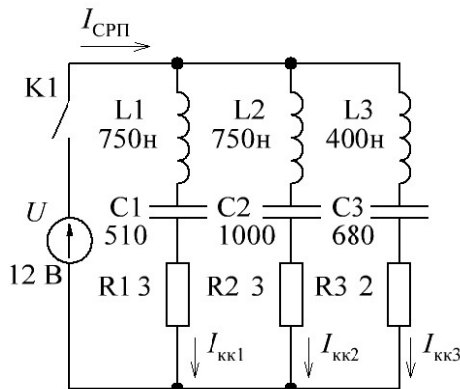


Рис. 2. Схема генерации СРП

При замыкании идеального ключа К1 в момент времени $t=0$ на схему начинает поступать напряжение от источника U . Через колебательные контуры начинают протекать токи $I_{кк1}$, $I_{кк2}$, $I_{кк3}$, имеющие форму убывающих по экспоненте синусоид [6]. Суперпозиция этих токов формирует ток $I_{СРП}$, изображенный на

рис. 1. Данный СРП показан без ограничений по частоте дискретизации f_s и двоичной разрядности. Частота Найквиста f_{max} для приведенного СРП составляет 9,65 МГц и определяется наивысшей частотой в спектре, формируемой в данном случае контуром L3C3R3.

В общем виде взаимосвязь f_s с частотой сигнала для корректной оцифровки была установлена В.А. Котельниковым. Следует отметить, что по оригинальной работе [7] восстановление сигнала из его цифрового варианта предполагалось посредством предложенного метода интерполяции с использованием функции кардинального синуса $sinc(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$, который впоследствии получил наименование «ряд Котельникова» [8]. Интерполяция при помощи ряда Котельникова широко используется в современных цифровых осциллографах [8]. Промежуточные значения $f(x)$ рассчитываются по формуле (1) [6, 7]

$$f(x) = \sum_{n=1}^N F(X_i) \cdot \frac{\sin\left(\pi \frac{x - X_i}{X_{i+1} - X_i}\right)}{\pi \frac{x - X_i}{X_{i+1} - X_i}}, \quad (1)$$

где X_i – i -е значение входной выборки.

Для исследования влияния f_s на результат корреляционного анализа использовался СРП, приведенный на рис. 1. Частота дискретизации эталонного СРП составляет 1 ГГц, что более чем в 50 раз выше минимальной $f_s = 2 \cdot f_{max} = 19,3$ МГц [7]. Исследовались наборы дискретных значений СРП с двоичной разрядностью от 4 до 10 бит, а также набор без ограничения разрядности в диапазоне f_s 20...50 МГц. Передискретизация проводилась при помощи ряда Котельникова. Динамический диапазон при квантовании выбран с тем расчетом, что максимальная амплитуда СРП составляет 95 % от максимального значения шкалы квантования.

В табл. 1 представлены значения коэффициента корреляции Пирсона r для различных наборов значений относительно эталонного. Пороговым уровнем выбрано значение корреляции 0,95 при доверительном интервале 95 %, поскольку эти значения фактически означают полное соответствие выборок друг другу [8]. Расчет r проводится по (2):

$$r = \frac{n \sum x_i y_i - \sum x_i \sum y_i}{\sqrt{n \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \sqrt{n \sum y_i^2 - (\sum y_i)^2}}, \quad (2)$$

где n – количество значений в выборке, x_i , y_i – значение i -й выборки.

Таблица 1

Значения f_s для $r > 0,95$ при различных разрядностях относительно СРП без ограничения разрядности

Разрядность АЦП, бит	Значение r	f_s , МГц
4	0,954	26
5	0,956	25
6	0,950	24
7	0,951	24
8	0,951	24
9	0,951	24
10	0,951	24
Не ограничена	0,951	24

Повышение разрядности перестает отражаться на r при двоичной разрядности выше 7 бит. В табл. 2 приведены значения r относительно эталонного СРП, приведенного к указанной разрядности.

Таблица 2

Значения коэффициентов корреляции относительно эталонного квантованного сигнала с 2^7 шагов квантования

Разрядность АЦП, бит	Значение r	f_s , МГц
4	0,9721	26
5	0,9931	25
6	0,9989	24
7	1,0	24
8	0,9997	24
9	0,9998	24
10	0,9998	24
Не ограничена	0,9998	24

Значения r для разрядности выше 5 бит не опускаются ниже 0,99, что означает полное совпадение радиопрофилей [9]. Из сказанного выше можно сделать следующие основные выводы:

1) для получения значения корреляции не менее 0,95 целесообразно выбирать частоту дискретизации в 2,5 раза выше частоты Найквиста: $f_s = 2,5 \cdot f_{max}$;

2) увеличение разрядности АЦП выше 7 бит при постоянной f_s практически не приводит к повышению коэффициента корреляции при сравнении интерполированного СРП с идеальным.

Получение псевдоэталонного радиопрофиля

Как сказано выше, идентификация ЭУ проходит посредством корреляционного сравнения, полученного и эталонного СРП. Эталонный СРП возможно сформировать двумя способами: схмотехническим моделированием и усреднением.

Схмотехническое моделирование предполагает точную информацию о схеме и параметрах всех компонентов ЭУ с учетом пара-

зитных реактивностей. С усложнением схемы растет сложность ее описания, особенно это касается полупроводниковых компонентов с нелинейными зависимостями емкостей от токов или напряжений (вольт-фарадными характеристиками). Примером может служить зависимость емкости коллектор-база от напряжения $C_{кб}(U_{кб})$ в биполярном транзисторе, или зависимость барьерной емкости варикапа от обратного напряжения $C_b(U_{обр})$. Нелинейность вольт-фарадных характеристик присуща и иным полупроводниковым приборам [10, 11].

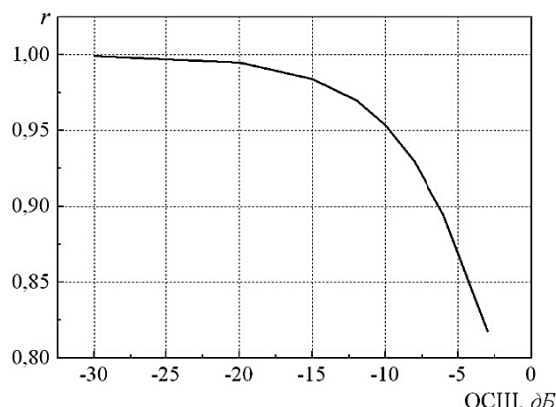
Усреднение, как следует из названия, предполагает регистрацию некоторого числа экспериментально полученных СРП. Само по себе усреднение необходимо для снижения влияния шума тракта регистрации СРП и иных факторов, влияющих на регистрацию СРП. К таким факторам можно отнести, например, джиттер срабатывания компаратора ждущей синхронизации в цифровом осциллографе, вследствие которого полученное колебание будет иметь различное начальное время.

Определение числа СРП, необходимых для их усреднения, проводилось по критерию коэффициента корреляции Пирсона $r > 0,95$ между зашумленным и эталонным бесшумным СРП с различными С/Ш, которое рассчитывается по среднеквадратическим значениям (СКЗ) тока СРП и АБГШ.

Эталонный бесшумный СРП приведен на рис. 1. Мгновенные значения АБГШ $x_{ш}$ вычислялись по алгоритму Бокса-Мюллера [12] (3):

$$x_{ш} = \cos(2\pi a) \sqrt{-2 \ln(b)} \quad (3)$$

СКЗ амплитуды АБГШ приводится к необходимому уровню С/Ш относительно СКЗ амплитуды СРП. Было получено $N = 100$ значений r при различных С/Ш, после чего проведен их статистический анализ. На рис. 3 приведена зависимость усредненного ($N=100$) коэффициента корреляции $\bar{r}$ от С/Ш.

Рис. 3. Зависимость $\bar{r}$ от С/Ш

Видно, что при С/Ш менее чем -9,6 дБ коэффициент корреляции падает ниже 0,95. Следовательно, при более низких С/Ш требуется усреднение некоторого количества СРП для уменьшения итогового уровня шума. В табл. 3 приведены значения r при различных С/Ш, а также количество усреднений для получения $r > 0,95$.

Таблица 3

Значения r при различных С/Ш		
С/Ш, дБ	Количество N усредняемых СРП для $r > 0,95$	$\bar{r}$ при $N=100$ и доверительном интервале 95%
1	2	3
-30	1	$0,9992 \pm 0,00001$
-20	1	$0,9947 \pm 0,0001$
-15	1	$0,9842 \pm 0,0003$
-12	1	$0,9698 \pm 0,0004$
-10	1	$0,9534 \pm 0,0007$
-8	2	$0,9622 \pm 0,0006$
-6	3	$0,9608 \pm 0,0006$
-3	5	$0,9531 \pm 0,0008$

Отклонения, в пределах которых лежит 95 % значений r , достаточно малы и затрагивают в наихудшем случае 4-й знак после запятой, что фактически несущественно. На основании этого можно сделать следующие выводы:

- 1) отношение сигнал-шум влияет на значение r между наборами мгновенных значений СРП;
- 2) минимальным значением С/Ш, взятым по СКЗ уровней СРП и АБГШ, при котором возможно использование одного СРП как эталонного, является -10 дБ;
- 3) для более низких значений С/Ш требуется усреднение нескольких СРП.

Отклонения параметров радиопрофиля

При реальной регистрации СРП может быть искажен по многим причинам, в частности из-за нестабильности временных параметров, случайных помех и иных подобных явлений. Помимо упомянутого выше джиттера синхронизации, отклонения в параметрах СРП могут быть вызваны также неодинаковым временем нарастания переходной характеристики (ПХ) ключа, помехами, шумами и иными причинами. Для проверки корреляции реальных СРП между собой был проведен натурный эксперимент, схема и внешний вид которого приведены на рис. 4 и рис. 5.

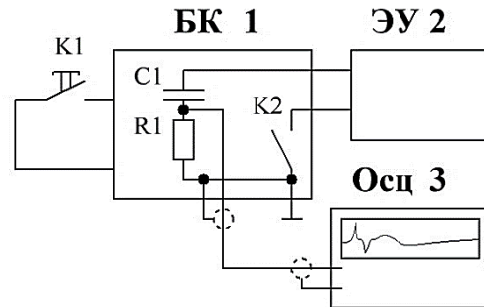


Рис. 4. Схема стенда для регистрации СРП

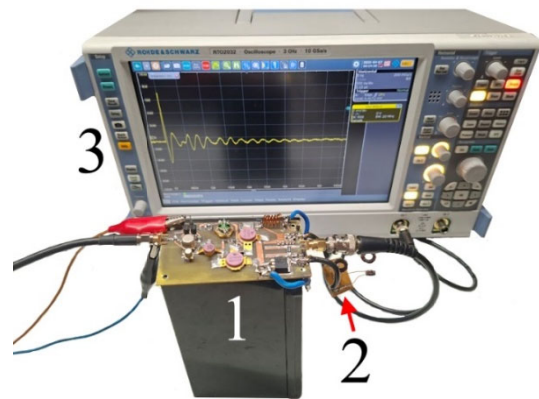


Рис. 5. Стенд для регистрации СРП

Быстродействующий ключ (БК) 1 подает питание на электронное устройство (ЭУ) 2. Ток потребления ЭУ 2 обеспечивается компенсационным конденсатором $C1$ [2]. Последовательно с ним включен низкоомный токоизмерительный резистор $R1$, падение напряжения на котором пропорционально току потребления. Это напряжение регистрируется быстродействующим осциллографом (Осц) 3.

В качестве БК 1 использован быстродействующий ключ на МДП-транзисторах, обеспечивающий время нарастания переходной характеристики 7 нс [13]. ЭУ 2 – трехконтурная сигнальная идентификационная метка (СИМ) [14], осциллограф 3 – Rohde&Schwarz RTO 2032. Полоса пропускания осциллографа ограничена на уровне 20 МГц встроенным цифровым фильтром. Частота дискретизации составляла 200 МГц, объем одной выборки – 1000 точек.

Предварительно перед началом регистрации СРП был снят собственный шум тракта. СКЗ уровня шума составляет 0,173 мВ. Распределение мгновенных значений шума показано на рис. 6.

На рис. 7 показан пример осциллограммы СРП, полученной при помощи цифрового осциллографа Rohde&Schwarz RTO 2032.

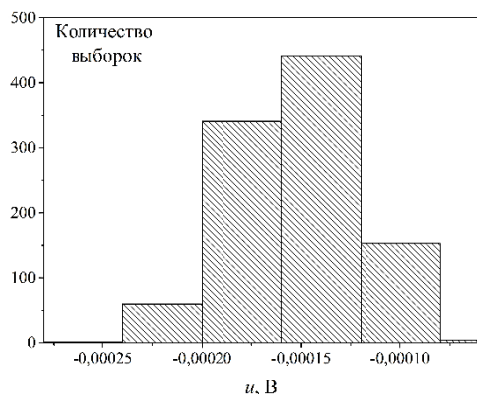


Рис. 6. Гистограмма распределений мгновенных значений тракта регистрации СРП

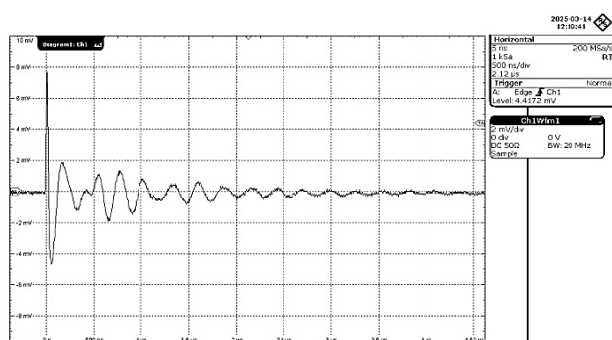
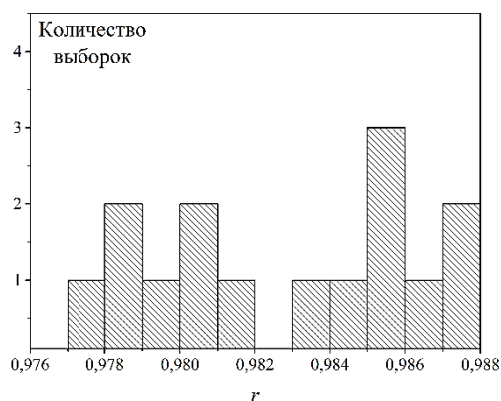


Рис. 7. Пример СРП

СКЗ амплитуды приведенного СРП составляет 0,759 мВ, что при СКЗ шума 0,173 мВ означает С/Ш -12,8 дБ. Этого значения статистически достаточно для принятия одного СРП за эталонный. Следует отметить, что при полосе пропускания 3 ГГц (что справедливо для данного осциллографа при использовании входа 50 Ом), не ограниченной принудительно на уровне 20 МГц, СКЗ уровня собственного шума возросло до 0,27 мВ, что означает С/Ш -9 дБ.

Всего было зарегистрировано 16 СРП и получено 15 значений r , которые лежат в границах 0,977...0,987, что на практике означает полное совпадение СРП [8]. Гистограмма распределений приведена на рис. 8.

Рис. 8. Гистограмма распределений r

По результатам исследования реальных СРП можно сделать следующие выводы:

1) при использовании ключа с неизменным временем нарастания ПХ возможно получение практически одинаковых СРП, что подтверждается результатами корреляционного анализа;

2) целесообразно при $r < 0,9$, считать полученный СРП потенциально дефектным и рекомендовать провести повторную регистрацию СРП.

Динамический диапазон АЦП

При регистрации СРП его максимальная амплитуда не должна превышать максимального входного напряжения АЦП U_{max} во избежание перегрузки по входу. Снижать амплитуду ниже $0,5 \cdot U_{max}$ нецелесообразно, так как ниже этого значения разрядность АЦП фактически уменьшается на 1 бит. Это иллюстрирует рис. 9.

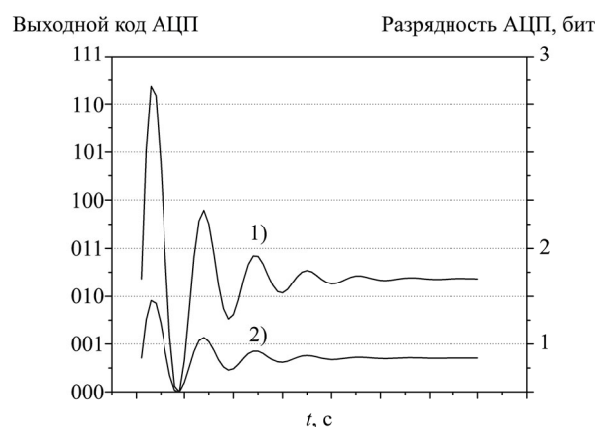


Рис. 9. Разрядность выходного кода АЦП при различной амплитуде входного сигнала на примере 3-разрядного АЦП

При понижении амплитуды входного сигнала ниже $0,5 \cdot U_{max}$, что применимо к колебанию №2, выходной код АЦП не принимает значений больших 011₂, что означает потерю старшего значащего разряда и уменьшение разрядности на 1 бит. Дальнейшее понижение уровня входного сигнала превратит АЦП в компаратор с 2 выходными состояниями: 000₂ и 001₂. Поэтому использование АЦП наиболее выгодно в диапазоне входных значений $0,5 \dots 1,0(U_{max})$, но на практике верхнюю границу целесообразнее ограничить уровнем $0,90 \dots 0,97(U_{max})$ во избежание перегрузки входа АЦП случайной помехой. Для определения влияния максимальной амплитуды СРП на результат корреляционного анализа был про-

веден статистический расчет по 100 значениям r при С/Ш -10 дБ. Результаты приведены в табл. 4 и на рис. 10.

Таблица 4

Значения r при различных входных амплитудах

Заполненность шкалы АЦП	$\bar{r}$ при $N=100$ и доверительном интервале 95%
0,3	$0,9501 \pm 0,0008$
0,4	$0,9517 \pm 0,0007$
0,5	$0,9521 \pm 0,0007$
0,6	$0,9526 \pm 0,0008$
0,7	$0,9530 \pm 0,0008$
0,8	$0,9529 \pm 0,0008$
0,9	$0,9530 \pm 0,0008$
0,95	$0,9530 \pm 0,0008$

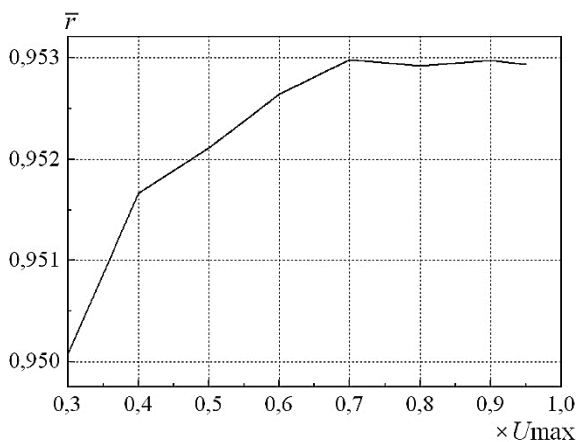


Рис. 10. Зависимость $\bar{r}$ от используемого динамического диапазона

При значении амплитуды входного сигнала порядка $0,7 \cdot U_{max}$ коэффициент r устанавливается на значении порядка 0,953 и не повышается при дальнейшем увеличении амплитуды входного сигнала.

Основные выводы по данному разделу:

1) наиболее полно возможности АЦП по разрядности используются при максимальной амплитуде входного сигнала выше $0,5 \cdot U_{max}$. Понижение амплитуды ведет к снижению разрядности АЦП;

2) значение коэффициента корреляции r при регистрации СРП принимает установившееся значение при амплитуде входного сигнала, соответствующему $0,7 \cdot U_{max}$ (-3 дБ по логарифмической шкале). При дальнейшем уменьшении динамического диапазона r не повышается.

Практические заключения

Основные параметры, полученные в предыдущих разделах, сведены в табл. 5.

Таблица 5

Необходимые минимальные параметры тракта оцифровки

Параметр	Значение
1	2
Минимальная f_s , Гц	не менее $2,5 \cdot f_{max}$
Двоичная разрядность АЦП, бит	не менее 7
Отношение сигнал-шум при однократной регистрации СРП, дБ	не хуже -10

При использовании современной компонентной базы проведение аналого-цифрового преобразования СРП с указанными выше параметрами тракта не представляет сложностей. Минимальная двоичная разрядность в 7 бит позволяет применять широко распространенные АЦП с разрядностью 8 бит и двухполярным входом, у которых на шкалу преобразования отводится 7 бит, и еще 1 бит на полярность входного сигнала. Значения f_s современных 8-разрядных АЦП достигают десятков ГГц [15].

Требования в части f_s могут быть значительно снижены применением СИМ [14], спектр которых лежит в области единиц-десятков МГц, что позволяет применять для их регистрации более распространенные АЦП с f_s порядка 10...100 МГц.

Значение С/Ш -10 дБ является достаточно широким. СРП, приведенный на рис.5, получен при использовании токоизмерительного резистора сопротивлением 0,01 Ом без дополнительного усиления. При повышении С/Ш выше -10 дБ, что может быть вызвано недостаточной амплитудой СРП или же повышенным уровнем шума, возможно дать следующие общие рекомендации. Допускается повышение сопротивления токоизмерительного резистора до значений порядка 1,0 Ом. В этом случае необходимо учитывать также то, что повышение номинала токоизмерительного резистора уменьшает добротность контуров, что ускоряет затухание колебания и искажает форму СРП [6]. Допустимо также применение широкополосных линейных усилителей, но здесь необходимо принимать во внимание собственные шумы усилителя и его амплитудно- и фазочастотную характеристики. В каждом конкретном случае параметры тракта регистрации СРП определяются разработчиком индивидуально.

Заключение

В статье описываются необходимые параметры тракта регистрации сигнального радио-профиля. Приведены значения минимальной

частоты дискретизации аналого-цифрового преобразователя и наилучшего использования его шкалы, отношения сигнал-шум для корректной однократной регистрации сигнального радиопрофиля, значения числа усреднений радиопрофиля для получения псевдоэталонного опорного радиопрофиля. Полученные значения позволяют регистрировать радиопрофиль без использования специфического оборудования.

Для получения результата корреляционного анализа Пирсона не менее 0,95 при доверительном интервале 95 % необходимо соблюдение следующих условий:

1) минимальная частота дискретизации радиопрофиля при его интерполяции рядом Котельникова для получения заданной корреляции должна быть как минимум в 2,5 раза выше частоты Найквиста;

2) двоичная разрядность оцифровки должна быть не менее 7 бит;

3) минимальное значение отношения сигнал-шум, при котором допустимо использовать одиночный радиопрофиль как эталонный, составляет -10 дБ;

4) при постоянной времени нарастания переходной характеристики ключа, включающего исследуемое устройство, радиопрофили практически идентичны, что подтверждается результатами корреляционного анализа;

5) для наиболее полного использования динамического диапазона аналого-цифрового преобразователя максимальная амплитуда радиопрофиля должна составлять не менее 0,7 (-3 дБ) от максимального значения шкалы.

Развитие предложенной темы возможно по пути исследования влияния на тракт регистрации радиопрофиля помех и шумов иного рода, а также исследования влияния шума, частоты дискретизации и разрядности аналого-цифрового преобразователя на результаты спектрального анализа.

Литература

1. Бойков К.А., Костин М.С., Куликов Г.В. Радиосенсорная диагностика целостности сигналов внутри-схемной и периферийной архитектуры микропроцессор-

ных устройств. Российский технологический журнал, 2021. № 4. С. 20-27.

2. Никольшин М.Ю., Бойков К.А. Контактная регистрация сигнального радиопрофиля электронного устройства при питании от сети переменного тока // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Т. 18. № 8. С. 21-33.

3. Никольшин М.Ю., Бойков К.А. Моделирование высокочастотной генерации электронного устройства при его включении // Фундаментальные, поисковые, прикладные исследования и инновационные проекты: сб. тр. III Нац. науч.-практ. конф. Москва, 2024. С. 402-407.

4. Ван дер Зил А. Шум: источники, описание, измерение. пер. с англ. М.: Советское Радио, 1973. 228 с.

5. Федотов Я.А. Основы физики полупроводниковых приборов. Изд. 2-е, испр. и доп. М.: Советское Радио, 1969. 592 с.

6. Котельников В.А., Николаев А.М. Основы радиотехники, часть 1. М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1950. 371 с.

7. Котельников В.А. О пропускной способности «эфира» и проволоки в электросвязи // УФН. 2006. Т. 176. № 7. С. 762-770.

8. Афонский А.А., Суханов Е.В. Интерполяция в цифровой осциллографии // Контрольно-измерительные приборы и системы. 2010. № 5. С. 13-16.

9. Ильин В.П. Корреляционный анализ количественных данных в медико-биологических исследованиях // Бюллетень ВСНЦ СО РАМН. 2013. Т. 92. № 4. С. 125-130.

10. Боброва Е.А. Омеляновская Н.М. Особенности вольт-фарадных характеристик МОП структур, обусловленные зарядом в окисле // Физика и техника полупроводников. 2008. Т. 41. Вып. 11. С. 1380-1383.

11. Войцеховский А.В., Несмелов С.Н., Дзяух С.М. Моделирование вольт-фарадных характеристик МДП-структур на основе МЛЭ HgCdTe при неоднородном распределении состава и легирующей примеси // Прикладная физика. 2018. № 3. С. 15-21.

12. Box G.E.P., Muller M.E. A note on the generation of random normal deviates // Math.Statist. 1958. Т. 29. № 2. С. 610-611.

13. Дьяконов В.П., Смердов В.Ю., Фролков О.А. Быстродействующий высоковольтный формирователь импульсов на мощных полевых транзисторах. // Техническая электродинамика. 1988. № 5. С. 99-101.

14. Никольшин М.Ю., Бойков К.А. Моделирование идентификационной радиометки для контактной радиосенсорной идентификации РЭА // Сб. тр. II Всероссийской науч.-практ. конф. «Интеллектуальная энергетика». Томск, 2024. С. 138-141.

15. Grözing M., Berroth M. High-Speed ADC Building Blocks in 90 nm CMOS // 4th Joint Symposium on Opto-and Microelectronics Devices and Circuits (SODC). 2006. URL: https://www.int.uni-stuttgart.de/dokumente/forschung/publikationen/2006_SODC_ADC_Komponenten_Paper.pdf (дата обращения 20.05.2025).

Поступила 17.04.2025; принята к публикации 19.05.2025

Информация об авторах

Никольшин Михаил Юрьевич – ассистент кафедры радиоволновых процессов и технологий, институт радиоэлектроники и информатики, «МИРЭА - Российский технологический университет» (119454, Россия, г. Москва, пр-т Вернадского, д. 78), e-mail: nikolshin@mirea.ru, <https://orcid.org/0009-0004-5353-7781>

Бойков Константин Анатольевич – д-р техн. наук, профессор кафедры радиоволновых процессов и технологий, институт радиоэлектроники и информатики, «МИРЭА - Российский технологический университет» (119454, Россия, г. Москва, пр-т Вернадского, д. 78), e-mail: bojkov_k@mirea.ru, <http://orcid.org/0000-0003-0213-7337>

ANALYSIS OF THE PARAMETERS OF THE ANALOG -TO-DIGITAL CONVERSION OF THE SIGNAL RADIO PROFILE FOR ITS CORRELATION ANALYSIS

M.Yu. Nikol'shin, K.A. Boykov

MIREA – Russian Technological University (RTU MIREA), Moscow, Russia

Abstract: with a sudden change in voltage in the nodes of electronic devices, oscillatory currents occur caused by the presence of concentrated and parasitic reactivity in the device circuit, forming oscillatory circuits. The superposition of current fluctuations in these circuits makes up a signal radio profile unique to each instance of an electronic device. The uniqueness of the radio profile allows it to be used for diagnosis and identification of an electronic device. The study of the radio profile is carried out by means of digital signal processing, among which correlation analysis can be distinguished, since its implementation provides a mathematically justified numerical value of the similarity of the behavior of two sets of values. The input data for correlation analysis are arrays of instantaneous values of voltages or currents of the radio profile obtained using analog-to-digital conversion. To perform correlation analysis, it is necessary to digitize the oscillation of the radio profile of an electronic device and compare its set of values with the reference set. When digitizing fluctuations, a number of difficulties arise in determining the necessary parameters of the analog-digital path to obtain the correct result of correlation analysis. We established the necessary parameters of the digitization path of the signal radio profile to obtain a statistically significant result of correlation analysis at a given level. We carried out an analytical calculation of the instantaneous values of the signal radio profile, we used methods of Pearson correlation analysis and mathematical statistics. We carried out the additive noise generation of the path model with a Gaussian spectrum using the Box-Muller algorithm. We carried out the resampling of the simulated signal using a Kotelnikov series. We conducted a field experiment to determine the spread of values of real radio profiles. We show that the obtained parameters of the digitization path are achievable without imposing any special requirements on the components of the signal radio profile recording path

Key words: signal radio profile, correlation analysis, radio wave diagnostics, radio wave identification, analog-to-digital converter

References

1. Boykov K.A., Kostin M.S., Kulikov G.V. "Radiosensory diagnostics of signal integrity in-circuit and peripheral architecture of microprocessor devices", *Russian Technological Journal (Rossiyskiy tekhnologicheskii zhurnal)*, 2021, no. 4, pp. 20-27.
2. Nikol'shin M. Yu., Boykov K.A. "Contact registration of the signal radio profile of an electronic device powered by an AC network", *T-Comm (Telekommunikatsii i transport)*, 2024, vol. 18, no. 8, pp. 21–33.
3. Nikol'shin M. Yu., Boykov K.A. "Simulation of high-frequency generation of a passive electronic device when it is turned on", *Proc. of the 3rd Nat. Sci. and Pract. Conf.: Fundamental, Exploratory, Applied Research and Innovative Projects (Fundamental'nye, poiskovye, prikladnye issledovaniya i innovatsionnye proekty)*, 2024, pp.402-407.
4. Ziel A. "Noise: sources, characterization, measurement", Moscow: Sovetskoe Radio, 1973, 228 p.
5. Fedotov Ya.A. "Fundamentals of Semiconductor Device Physics" ("Osnovy fiziki poluprovodnikovykh priborov"), Moscow: Sovetskoe Radio, 1969, 592 p.
6. Kotel'nikov V.A., Nikolaev A.M. "Radiotechnics basics, part 1" ("Osnovy radiotekhniki"), Moscow: State Publishing House of Literature on Communications and Radio, 1950, 371 p.
7. Kotel'nikov V.A. "About the bandwidth of the "ether" and the wire in telecommunications", *Achievements of Physical Sciences (UFN)*, 2006, vol. 176, no. 7, pp. 762-770.
8. Afonskiy A.A., Sukhanov E.V. "Interpolation in digital oscilloscopes", *Control and Measuring Devices and Systems (Kontrol'no-izmeritel'nye pribory i sistemy)*, 2010, no. 5, pp. 13-16.
9. Il'in V.P. "Correlation analysis of quantitative data in biomedical research", *Bulletin of East Siberian Scientific Center of the Siberian Branch of the Russian Academy of Medical Sciences (Byulleten' VSNTS SO RAMN)*, 2013, vol. 92, no. 4, pp. 125-130.
10. Bobrova E.A., Omel'yanovskaya N.M. "Features of the volt-farad characteristics of MOSFET structures due to the charge in the oxide", *Physics and Technology of Semiconductors (Fizika i tekhnika poluprovodnikov)*, 2008, vol.41, no. 11, pp.1380-1383.
11. Voitsehovskiy A.V., Nesmelov S.N., Dzyadukh C.M. "Physics and technology of semiconductors Modeling of volt-faraday characteristics of MDP structures based on MBE HgCdTe with heterogeneous distribution of composition and alloying impurity", *Applied Physics (Prikladnaya fizika)*, 2018, no. 3, pp.15-21.
12. Box G.E.P., Muller M.E. "A note on the generation of random normal deviates", *Math.Statist*, 1958, vol. 29, no. 2, pp. 610-611.
13. D'yakonov V.P., Smerdov V.Yu., Frolov O.A. "High-speed high-voltage pulse generator powered by high-power field-effect transistors", *Technical Electrodynamics (Tekhnicheskaya elektrodinamika)*, 1988, no. 5, pp.99-101.
14. Nikol'shin M.Yu., Boykov K.A. "Modeling of identification tags for contact radiosensory identification of REE", *Proc. of the 2nd All-Russian Sci. and Pract. Conf.: Intelligent Energy (Intellektual'naya energetika)*, Tomsk, 2024, pp.138-141.
15. Grözing M., Berroth M. "High-Speed ADC Building Blocks in 90 nm CMOS", *4th Joint Symposium on Opto-and Microelectronics Devices and Circuits (SODC)*, 2006, available at: https://www.int.uni-stuttgart.de/dokumente/forschung/publikationen/2006_SODC_ADC_Komponenten_Paper.pdf (date of access: 20.05.2025).

Submitted 17.04.2025; revised 19.05.2025

Information about the authors

Mikhail Yu. Nikol'shin, assistant, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78 Vernadskogo pr., Moscow 119454 Russia), e-mail: nikolsin@mirea.ru, <https://orcid.org/0009-0004-5353-7781>

Konstantin A. Boykov, Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78 Vernadskogo pr., Moscow 119454 Russia), e-mail: bojkov_k@mirea.ru, <http://orcid.org/0000-0003-0213-7337>

ВЫЯВЛЕНИЕ ОНКОЛОГИЧЕСКИХ ЗАБОЛЕВАНИЙ МОЛОЧНОЙ ЖЕЛЕЗЫ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Е.А. Ищенко¹, С.М. Фёдоров^{1,2}, Е.Д. Егорова¹, Д.А. Новиков¹, Ю.С. Цимбалист¹, Е.А. Тоцкая¹

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается методика выявления онкологических заболеваний на основе проникающих электромагнитных волн миллиметрового диапазона через ткани тела человека. Онкологические ткани в процессе роста приводят к серьезным искажениям электродинамических характеристик тканей тела, так как у опухолевых клеток наблюдается значительное искажение диэлектрической проницаемости по сравнению со здоровыми тканями. В процессе выявления заболеваний облучение производится с использованием двухслойных патч-антенн, которые позволяют наиболее чувствительно и эффективно выявить заболевание. Для достижения поставленных целей предлагается технология, которая основана на выявлении изменений в характеристиках S_{21} -параметров системы, характеристик принятого сигнала после прохождения через ткани, а также Фурье-спектров принятых сигналов. Анализируется влияние размеров новообразований на коэффициент передачи S_{21} в диапазоне частот от 27.55 до 33.69 ГГц, что обеспечивает сверхширокополосный режим. Показано, что даже при радиусе опухоли 1 мм наблюдается существенное изменение характеристик распространения электромагнитных волн (коэффициент передачи S_{21} в линейном масштабе уменьшается примерно в три раза по сравнению с отсутствием опухоли). Использование сигналов с гауссовской огибающей позволило отследить различия в амплитуде принятого сигнала и его спектральных характеристиках (по максимумам Фурье-спектра), что облегчает раннюю диагностику

Ключевые слова: электродинамический метод, миллиметровые волны, диэлектрическая проницаемость, патч-антенна, S-параметры, выявление заболеваний

Введение

Онкологические заболевания в экономически развитых странах выходят на первые места причин смерти людей от заболеваний, что подтверждается в исследовании, проведенном Всемирной организацией здравоохранения [1]. Для эффективной борьбы с онкологическими заболеваниями требуется их выявление на ранних стадиях с минимальным поражением тканей. Одним из наиболее часто встречающихся является опухоль молочной железы. Особенностью любых онкологических клеток является то, что при их возникновении и росте возникает изменение диэлектрической проницаемости тканей [2, 3], причем возможно отследить тип ткани – здоровая, перерождающаяся или злокачественная на основе ее диэлектрической проницаемости. Однако в процессе выявления стоит задача ранней диагностики возникшего новообразования, а определение типа опухоли доброкачественная или злокачественная делается на основе гистологического исследования в процессе лечения.

Во многих научных исследованиях показывались возможность выявления новообразо-

ваний с использованием электромагнитного излучения, например в работе [4] рассматривается метод выявления рака мозга на основе сканирования антеннами Вивальди, при этом выявление основано на отражении электромагнитных волн от опухолевых тканей. Недостатком такого метода является необходимость выявления малых отклонений характеристик электромагнитных волн.

В работе [5] рассматривается возможность выявления онкологического заболевания молочной железы путем сканирования одной СШП антенной, но недостатком такого метода является необходимость проведения большого числа сканирований под разными углами и выявления отклонений S_{11} параметров системы. Также недостатком данного метода является то, что облучение происходит в диапазоне от 1 до 10 ГГц, что негативно сказывается на обнаружении малых новообразований, а это значит, что выявление на самых ранних стадиях практически невозможно.

Особое внимание стоит уделить выбору сигнала облучения, так в [6] показано, что использование сигналов с гауссовской огибающей позволяет повысить эффективность выявления новообразований, а также убрать ложные реакции в процессе диагностики.

Таким образом, можно сделать вывод, что выявление с использованием электродинамического метода является важной и актуальной задачей, что позволяет повысить доступность медицинских услуг, а также срок выявления новообразования.

Исследуемая модель

В рассматриваемой электродинамической задаче производилось моделирование ситуации, когда в тканях молочной железы возникает опухоль, причем рассматриваются случаи, когда опухоль отсутствовала, а также имела размеры в виде сферы радиусами 1, 5, 7.5 мм. Рассматриваемая задача приводится на рис. 1.

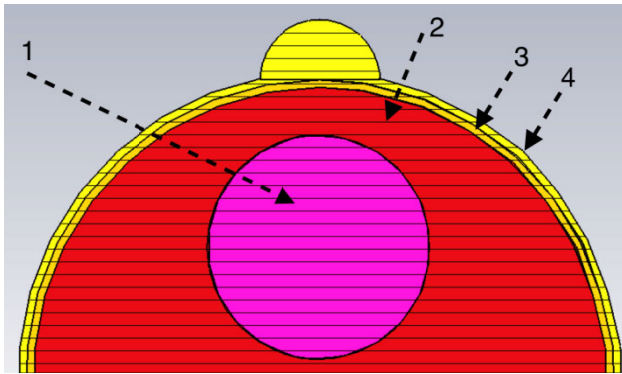


Рис. 1. Модель исследуемых тканей:
1-опухоль, 2-фибро-гранулярная ткань; 3-жировая ткань;
4-эпителиальный слой

Толщина эпителия составляет 0.5 мм, кожа при этом обладает $\epsilon=17.7$, $\delta=0.93$ (на частоте 33 ГГц); жировая ткань имеет толщину 0.5 мм, диэлектрические параметры: $\epsilon=3.4$, $\delta=0.16$ (на частоте 33 ГГц); фибро-гранулярная ткань имеет толщину 38 мм, $\epsilon=16$, $\delta=0.94$ (на частоте 33 ГГц). Возникающая опухоль представляет собой сферу, которая заполняется злокачественной тканью с $\epsilon=32$, $\delta=1.05$ (на частоте 33 ГГц).

При этом облечение производится двух-слойной патч-антенной, которая обеспечивает эффективную передачу и прием в диапазоне частот от 27.55 до 33.69 ГГц (что обеспечивает сврхширокополосный режим (СШП) в соответствии с требованиями FCC) – рис. 2.

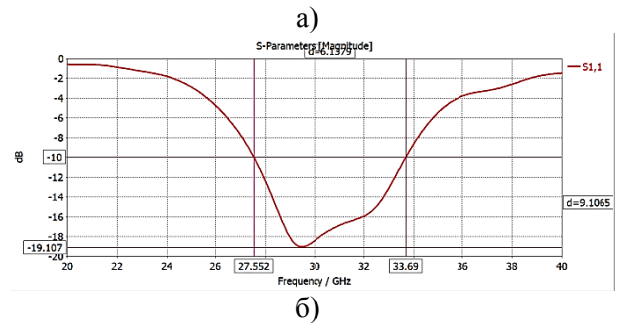
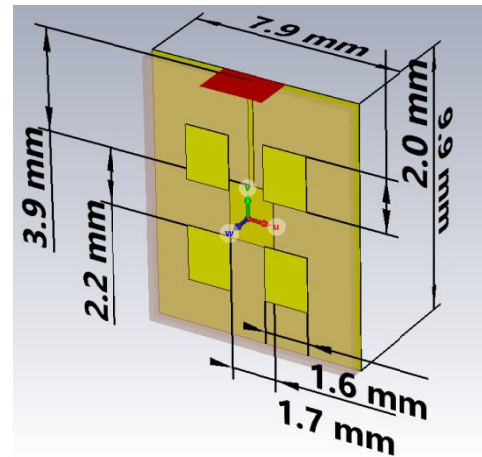


Рис. 2. Облучающая антенна: а) модель антенны (диэлектрик Rogers RO4003C, толщина меди 35 мкм);
б) возвратные потери антенны с указанием диапазона рабочих частот по уровню КСВН=2

Использование таких антенн должно позволить выявить заболевание на самой ранней стадии, так как использование волн миллиметрового диапазона обеспечивает малую длину волны (в исследуемом случае порядка 10 мм). Произведем анализ влияния размеров опухоли на характеристики распространения радиоволн, а следовательно, и на эффективность выявления заболевания.

Выполнение электродинамического моделирования поставленной задачи

Для определения влияния характеристик возникшего новообразования на характеристики распространения электромагнитных радиоволн произведем базовый анализ на основе трех параметров: график S_{21} , сигналы на приемной стороне, Фурье-спектр принятых сигналов. Комплексный анализ на основе всех трех параметров позволит наиболее качественно произвести анализ тканей тела человека на наличие в них новообразований.

График S_{21} является прямым коэффициентом передачи по напряжению, поэтому он позволяет оценить все потери, которые возникают в процессе распространения радиоволн – рис. 3.

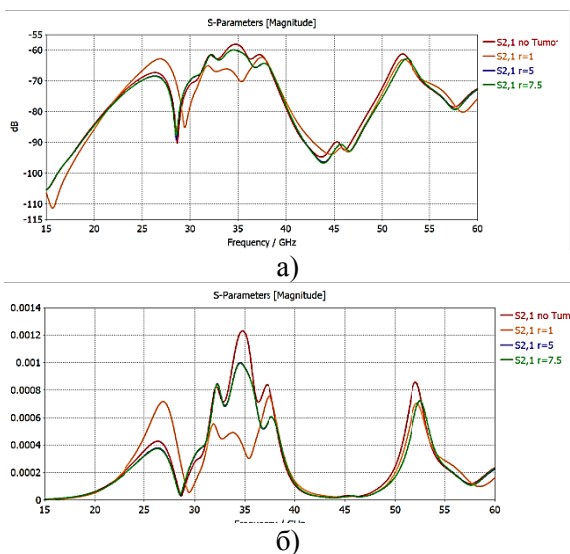


Рис. 3. Характеристики распространения электромагнитных волн при различных размерах новообразований: а) S_{21} график в логарифмическом масштабе; б) S_{21} график в линейном масштабе

Как видно из полученных зависимостей при возникновении даже самого малого новообразования происходит серьезное изменение характеристик распространения электромагнитных волн (на рис. 4 приводятся картины Е-поля для случаев без новообразования и с опухолью радиусом 1 мм).

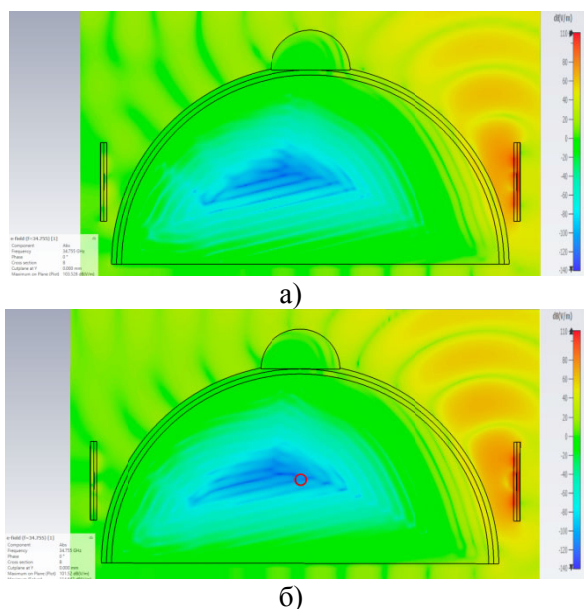


Рис. 4. Картины Е-поля в тканях: а) без опухоли; б) с новообразованием радиусом 1 мм

Для анализа также эффективно возможно использовать сигналы, которые были приняты приемной антенной, при этом для улучшения эффективности выявления произведем анализ

на основе усиленных в 1000 раз принятых сигналов (рис. 5), при этом облучение производилось с использованием сигнала с гауссовской огибающей.

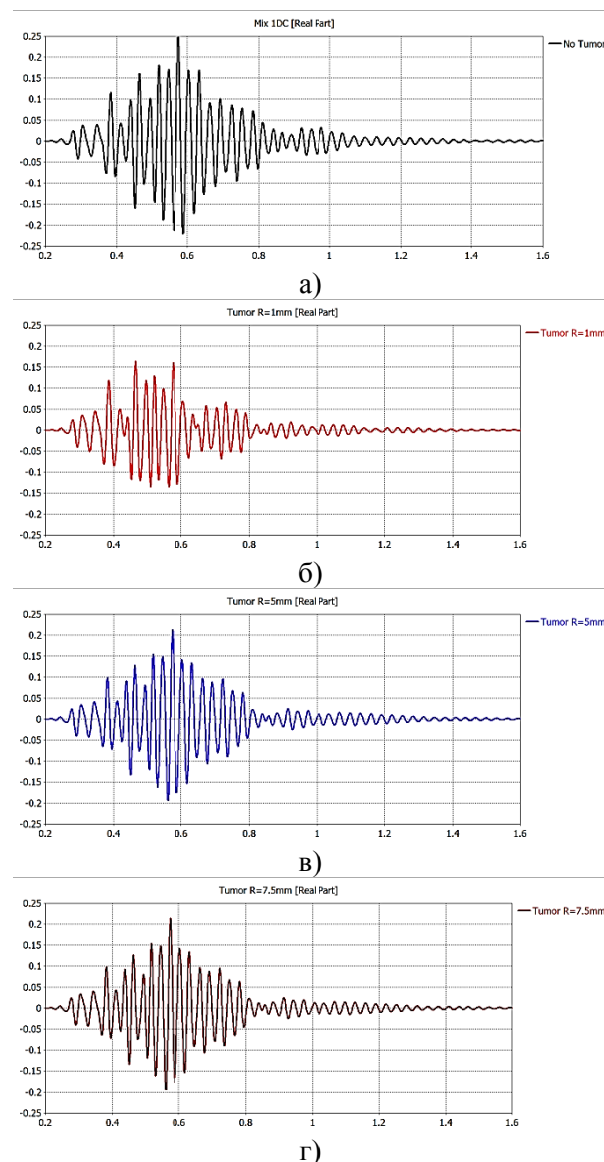


Рис. 5. Сигналы на приёмной стороне: а) без опухоли; б) опухоль радиусом 1 мм; в) опухоль радиусом 5 мм; г) опухоль радиусом 7.5 мм

Как видно амплитуды сигналов серьезно отличаются между собой, что позволяет эффективно выявлять новообразования. Еще одним способом выявления заболевания являются спектральные характеристики принятых сигналов – рис. 6.

Таблица 1

Сводные характеристики выявления новообразований

Размер опухоли (радиус)	S_{21} max, лин	S_{21} max, дБ	Амплитуда принятого сигнала max	Максимум Фурье-спектра, $\times 10^{-11}$
Нет опухоли	0.00123	-58.1988	0.2469	2.249
1 мм	0.00039	-68.1245	0.1588	1.430
5 мм	0.00099	-60.1217	0.1921	1.812
7.5 мм	0.00098	-60.1459	0.1909	1.806

Заключение

Как было показано в работе, применение электродинамического метода позволяет выявить заболевание на самых ранних стадиях, при этом исследование является максимально дешевым и эффективным. Такое исследование возможно благодаря изменению диэлектрических параметров опухолевых клеток, что является чувствительным для электромагнитных волн. Применение такого метода позволяет повысить доступность медицинских услуг для пациентов, а также повысить эффективность выявления заболеваний на ранних стадиях, что является самым важным в процессе лечения онкологии.

Литература

1. Wild C.P., Wiederpass E., Stewart B.W. World Cancer Report: Cancer Research for Cancer Prevention. World Health Organization, 2020. 612 с.
2. Cheng Y., Fu M. Dielectric properties for non-invasive detection of normal, benign, and malignant breast tissues using microwave theories // Thorac Cancer. 2018. Vol. 9. № 4. pp. 459-465.
3. Dielectric characterization of healthy and malignant colon tissues in the 0.5–18 GHz frequency band / A. Fornes-Leal [et al.] // Phys Med Biol. 2016. Vol. 61. № 20. pp. 7334-7346.
4. A smart antenna array for brain cancer detection / H. Zhang [et al.] // 2011 Loughborough Antennas & Propagation Conference. 2011. pp. 1-4.
5. Movement effect on electrical properties of UWB microwave antenna during breast tumor diagnostic scanning / A. Dewiani [et al.] // *2015 IEEE Asia Pacific Conference on Wireless and Mobile (APWiMob)*. 2015. pp. 188-191
6. A comparison between two algorithms for microwave breast cancer detection / S.M. Salvador, 2021. Электронный ресурс: www.ursi.org/proceedings/procGA08/papers/KBEp8.pdf (дата обращения: 17.05.2025).

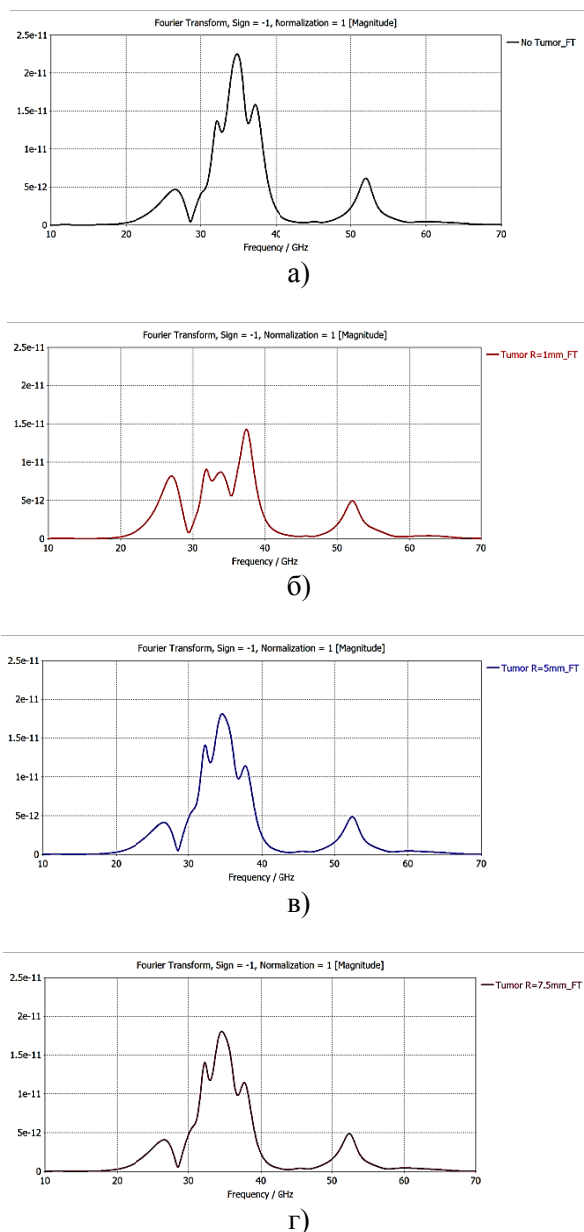


Рис. 6. Фурье-спектры принятых сигналов:
а) без новообразований; б) опухоль радиусом 1 мм;
в) опухоль радиусом 5 мм; г) опухоль радиусом 7.5 мм

Для удобства анализа всех полученных данных воспользуемся табл. 1.

Как видно по полученным результатам, применение электродинамического метода позволяет эффективно выявлять новообразования, что позволяет сделать вывод о существовании еще одного метода выявления онкологических заболеваний.

Поступила 01.04.2025; принята к публикации 23.05.2025

Информация об авторах

Ищенко Евгений Алексеевич – аспирант, ассистент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7(473) 243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5270-0792>

Фёдоров Сергей Михайлович – канд. техн. наук, доцент кафедры радиоэлектронных устройств и систем, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84); доцент кафедры информационной безопасности и систем связи, Международный институт компьютерных технологий (394026, Россия, г. Воронеж, ул. Солнечная, д. 29 б), тел.: +7(473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

Егорова Евгения Дмитриевна – инженер, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84) тел.: +7(473)243-77-29, e-mail: evgenia_egorova23@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0005-1983-3103>

Новиков Дмитрий Анатольевич – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84), тел.: +7(473) 243-77-29, e-mail: mr.dimanov2002@mail.ru

Цимбалист Юлия Сергеевна – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84), тел.: +7(473) 243-77-29, e-mail: tsmbilst@mail.ru

Тоцкая Евгения Анатольевна – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84), тел.: +7(473) 243-77-29, e-mail: eugenia.totskaya@yandex.ru

DETECTION OF BREAST CANCER BY ELECTRODYNAMIC METHOD

E.A. Ishchenko¹, S.M. Fyedorov^{1,2}, E.D. Egorova¹, D.A. Novikov¹, Yu.S. Tsimbalist¹, E.A. Totskaya¹

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²International Institute of Computer Technologies, Voronezh, Russia

Abstract: the article discusses a method for detecting oncological diseases based on penetrating millimeter-range electromagnetic waves through human body tissues. Oncological tissues in the process of growth lead to serious distortions of the electrodynamic characteristics of body tissues, since tumor cells have a significant distortion of the permittivity compared to healthy tissues. In the process of detecting diseases, irradiation is performed using two-layer patch antennas, which allow the most sensitive and effective detection of the disease. To achieve the stated goals, we proposed a technology that is based on detecting changes in the characteristics of the S_{21} parameters of the system, the characteristics of the received signal after passing through the tissue, and the Fourier spectra of the received signals. The shown dependencies show high efficiency of disease detection in the process of disease detection. At the same time, the work analyzes in detail the effect of the size of neoplasms on the transmission coefficient S_{21} in the frequency range from 27.55 to 33.69 GHz, which provides an ultra-wideband (UWB) mode. We show that even with a tumor radius of 1 mm, a significant change in the characteristics of the propagation of electromagnetic waves is observed (the transmission coefficient S_{21} on a linear scale decreases approximately three times compared to the absence of a tumor). The use of signals with a Gaussian envelope made it possible to track differences in the amplitude of the received signal and its spectral characteristics (by the maxima of the Fourier spectrum), which facilitates early diagnostics

Key words: electrodynamic method, millimeter waves, permittivity, patch antenna, S-parameters, disease detection

References

1. Wild C.P., Wiederpass E., Stewart B.W. "World cancer report: cancer research for cancer prevention", World Health Organization, 2020, 612 p.
2. Cheng Y., Fu M. "Dielectric properties for non-invasive detection of normal, benign, and malignant breast tissues using microwave theories", *Thorac Cancer*, 2018, vol. 9, no. 4, pp. 459-465.
3. Fornes-Leal A., Garcia-Pardo C., Frasson M., Pons Beltrán V., Cardona N. "Dielectric characterization of healthy and malignant colon tissues in the 0.5–18 GHz frequency band", *Phys Med Biol*, 2016, vol. 61, no. 20, pp. 7334-7346.
4. Zhang H., El-Rayis A.O., Haridas N., Noordin N.H., Erdogan A.T., Arslan T. "A smart antenna array for brain cancer detection", *2011 Loughborough Antennas & Propagation Conference*, 2011, pp. 1-4.
5. Dewiani A. et al. "Movement effect on electrical properties of UWB microwave antenna during breast tumor diagnostic scanning", *2015 IEEE Asia Pacific Conference on Wireless and Mobile (APWiMob)*, 2015, pp. 188-191.
6. Salvador S.M. "A comparison between two algorithms for microwave breast cancer detection", 2021, available at: www.ursi.org/proceedings/procGA08/papers/KBEP8.pdf (date of access: 17.05.2025).

Submitted 01.04.2025; revised 23.05.2025.

Information about the authors

Evgeniy A. Ishchenko, graduate student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5270-0792>

Sergey M. Fyedorov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), Associate Professor, International Institute of Computer Technologies (29 b Solnechnaya str., Voronezh 394026, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

Evgeniya D. Egorova, engineer, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: evgenia_egorova23@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0009-0005-1983-3103>

Dmitriy A. Novikov, student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: mr.dimanov2002@mail.ru

Yuliya S. Tsimbalist, student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: tsmbilst@mail.ru

Evgeniya A. Totskaya, student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: +7(473) 243-77-29, e-mail: eugenia.totskaya@yandex.ru

МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЛОЖНОСТИ В ЗАДАЧЕ ОЦЕНКИ КАНАЛА СВЯЗИ ДЛЯ СИСТЕМ OFDM С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

О.Н. Чирков, М.С. Скрипниченко, М.Н. Тамбовцев

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: проведено исследование методов оценки состояния канала связи (CSI) в ортогональном частотно-разделённом мультиплексировании (OFDM), применяемом в современных стандартах беспроводной связи, таких как LTE, Wi-Fi и 5G. Рассматриваются традиционные методы оценки канала, такие как Least Squares (LS) и Minimum Mean Square Error (MMSE), отмечаются их недостатки в сложных условиях, связанных с многолучевым распространением сигнала и высокой мобильностью абонентов. Рассмотрено перспективное направление оценки канала связи — глубокое обучение (DL). Доказано, что применение нейронных сетей позволяет существенно повысить точность оценки канала. Приводятся примеры исследований, использующих свёрточные нейронные сети (CNN) и другие архитектуры нейронных сетей для улучшения качества оценки CSI. Отмечено, что ряд аспектов применения нейронных сетей требует дальнейшего изучения, включая оптимизацию моделей под изменяющиеся условия среды и снижение вычислительной сложности. Предлагаются новые подходы для повышения эффективности оценки канала, среди которых использование рекуррентных нейронных сетей (RNN) и методов сжатия моделей (квантование и прунинг). Результаты экспериментов продемонстрировали потенциал использования RNN для эффективной оценки канала связи и восстановления сигналов в OFDM-системах. Моделирование подтвердило преимущество рекуррентных нейронных сетей над CNN в плане потребления вычислительных ресурсов, при сохранении сопоставимой производительности. Описана важность внедрения глубоких нейронных сетей для совершенствования технологии OFDM и предложены направления дальнейших исследований и разработок

Ключевые слова: OFDM, оценка канала, рекуррентная нейронная сеть, свёрточные нейронные сети, глубокое обучение

Введение

Ортогональное частотное разделение каналов (OFDM) является одной из ключевых технологий, используемых в современных стандартах беспроводной связи, таких как LTE, Wi-Fi и 5G. Одной из важнейших задач в OFDM-системах является точная оценка состояния канала связи (Channel State Information, CSI), которая необходима для корректного восстановления передаваемых данных.

В последние годы методы глубокого обучения (Deep Learning, DL) активно внедряются в различные области, включая беспроводную связь. В частности, нейронные сети демонстрируют высокую эффективность в задачах оценки канала связи. В русскоязычной научной литературе также наблюдается растущий интерес к этой теме. Например, в работах [1, 2] рассматриваются подходы к применению нейронных сетей для повышения точности оценки канала в OFDM-системах. В статье [3] предложен метод использования свёрточных нейронных сетей (CNN) для оценки канала в условиях многолучевого распространения. Однако, несмотря на зна-

чительные успехи, многие аспекты применения нейронных сетей для оценки канала остаются недостаточно изученными, включая вопросы адаптации моделей к изменяющимся условиям среды и снижения вычислительной сложности.

Ортогональное частотное разделение каналов (OFDM) является важной технологией в современных беспроводных системах, таких как LTE, Wi-Fi и 5G [4]. Одной из ключевых задач в OFDM является точная оценка состояния канала связи (Channel State Information, CSI), необходимая для восстановления данных. Методы, такие как наименьшие квадраты и минимальная среднеквадратичная ошибка, имеют ограничения, особенно в сложных условиях, например, при многолучевом распространении сигнала или высокой мобильности.

Методы глубокого обучения (DL) активно внедряются в беспроводную связь, в частности, нейронные сети показывают высокую эффективность в задачах оценки беспроводного канала связи. За последние годы наблюдается растущий интерес к этой теме в научной литературе. Некоторые исследования рассматривают использование нейронных сетей для улучшения точности оценки канала в OFDM. Однако многие аспекты применения нейронных сетей для оценки канала все еще недостаточно изучены, в том числе

адаптация моделей к изменяющимся условиям и уменьшение вычислительной сложности.

Архитектура модели

Опишем метод оценки канала связи в OFDM-системах с использованием глубокого обучения, основанный на модификации существующих подходов. Основная цель работы — повышение точности оценки канала и снижение вычислительной сложности алгоритма. В статье

подробно описывается предлагаемый метод, его математическое обоснование и возможные пути улучшения.

В качестве основы для предлагаемого метода используется сверточная нейронная сеть (CNN), которая была успешно применена в работах [5] для оценки канала в OFDM-системах. Основная идея заключается в использовании CNN для обработки принятых сигналов и извлечения информации о состоянии канала.

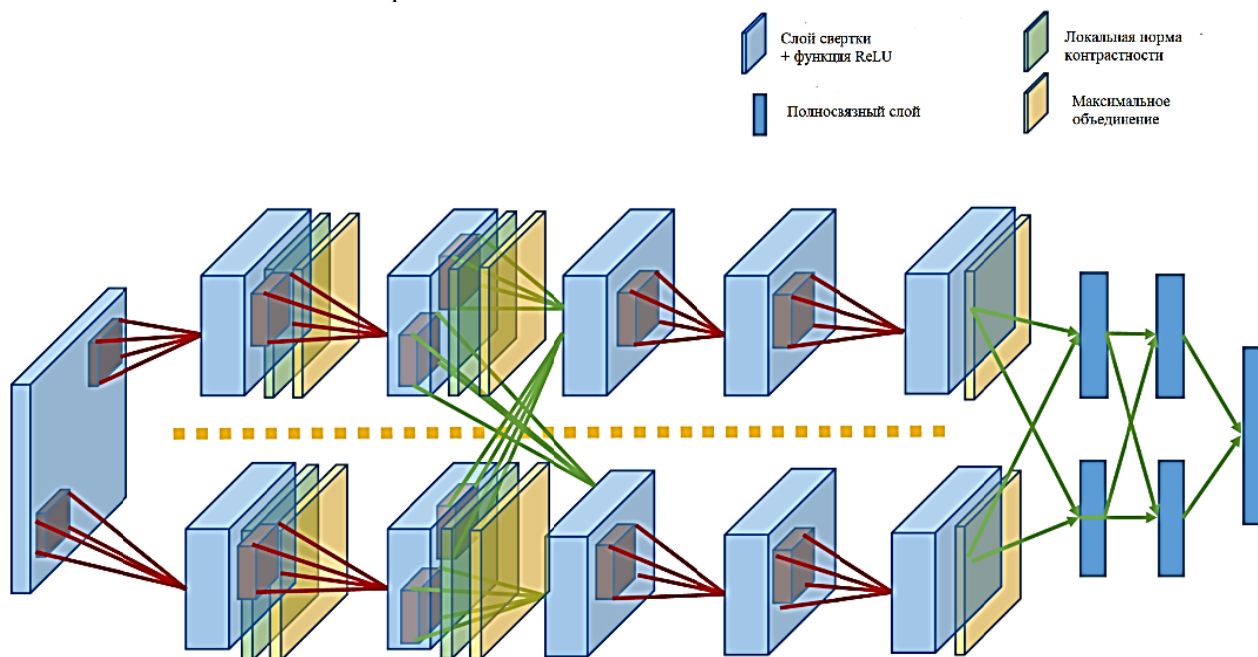


Рис. 1. Архитектура сверточных нейронных сетей

Предлагаемый метод состоит из следующих этапов:

1) Предобработка данных. На вход нейронной сети подаются принятые OFDM-символы, которые предварительно преобразуются в частотную область с помощью быстрого преобразования Фурье (FFT). Пусть y — принятый сигнал, тогда:

$$Y = FFT(y), \quad (1)$$

где Y — сигнал в частотной области.

2) Выбор архитектуры нейронной сети. Для решения задачи снижения вычислительной сложности в оценке канала связи для OFDM систем выбрана сверточная нейронная сеть с несколькими слоями свертки и полносвязными слоями. Первый слой свертки применяется для извлечения пространственных признаков из входных данных. Далее следуют

дополнительные слои свертки и подвыборки (pooling), которые позволяют уменьшить размерность данных и выделить наиболее значимые признаки. Выходной слой сети представляет собой оценку канала $\hat{H}$.

3) Функция потерь. Для обучения сети используется функция потерь, основанная на среднеквадратической ошибке (MSE) L :

$$L = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \|H_i - \hat{H}_i\|^2, \quad (2)$$

где H_i — истинное значение канала,

$\hat{H}_i$ — оценка канала, полученная сетью,

N — количество обучающих примеров.

4) Оптимизация. Для обучения сети используется алгоритм адаптивного момента (Adam) [6].

Adam применяется для обучения сверточной нейронной сети (CNN), которая использу-

ется для оценки состояния канала связи в OFDM-системах. Основная идея Adam заключается в использовании экспоненциально взвешенных скользящих средних для градиентов и их квадратов. На каждом шаге алгоритм вычисляет первый момент (среднее градиента) и второй момент (нецентрированная дисперсия градиента), которые затем используются для обновления параметров модели. Первый момент помогает определить направление обновления, а второй момент регулирует скорость обучения для каждого параметра, что делает алгоритм устойчивым к резким изменениям градиентов. Для коррекции смещения, возникающего из-за инициализации моментов нулями, Adam применяет корректирующие коэффициенты. Обновление параметров модели происходит по формулам (3), которые учитывают, как скорректированные моменты, так и начальную скорость обучения. Преимущества Adam включают быструю сходимость, адаптивность к различным масштабам параметров и устойчивость к шуму в градиентах. Adam используется для минимизации функции потерь, которая основана на среднеквадратической ошибке между истинным и предсказанным состоянием канала. Это позволяет эффективно обучать CNN и повышать точность оценки канала связи в OFDM-системах.

Алгоритм позволяет эффективно минимизировать функцию потерь. Обновление параметров модели осуществляется следующим образом:

$$\begin{aligned} m_t &= \beta_1 m_{t-1} + (1 - \beta_1) g_t, \\ v_t &= \beta_2 v_{t-1} + (1 - \beta_2) g_t^2, \\ \hat{m}_t &= \frac{m_t}{1 - \beta_1^t}, \\ \hat{v}_t &= \frac{v_t}{1 - \beta_2^t}, \\ \theta_t &= \theta_{t-1} - \eta \frac{\hat{m}_t}{\sqrt{\hat{v}_t + \epsilon}}, \end{aligned} \quad (3)$$

где m_t и v_t — оценки первого и второго моментов градиента,

β_1 и β_2 — гиперпараметры,

g_t — вектор градиентов функции потерь по параметрам,

$\hat{m}_t$ и $\hat{v}_t$ — исправленные оценки моментов градиента,

θ_t — вектор параметров модели (веса нейронной сети),

η — скорость обучения,

ϵ — малая константа для численной стабильности.

Методы снижения вычислительной сложности

Для повышения точности оценки канала и снижения вычислительной сложности предлагаются следующие идеи:

1) Использование рекуррентных нейронных сетей (RNN): В условиях высокой мобильности пользователей можно использовать RNN для учета временной зависимости в изменении состояния канала связи. Это позволит улучшить точность оценки в динамических сценариях. Она будет использоваться в качестве базовой модели, на которой будут реализовываться эксперименты.

Для более оптимальной оценки и снижению нагрузки на вычислительные мощности мы предлагаем интеграцию нескольких нейросетей. Реализация будет выполняться на разных этапах моделирования.

DNN — это искусственная нейронная сеть с несколькими скрытыми слоями между входным и выходным слоями. Каждый скрытый слой содержит несколько нейронов, а результатом является взвешенная сумма этих нейронов с нелинейной функцией. Обычно используются нелинейные функции, такие как сигмовидная функция и функция выпрямленной линейной единицы (ReLU). Связи между нейронами определяются весами, которые влияют на входные значения. Нейроны используют функцию активации для "стандартизации" выходных данных. Требуется большой набор данных для обучения нейронной сети, и перебор данных ведет к функции затрат, показывающей, насколько ИИ далек от фактического результата. Используя алгоритм градиентного спуска [7], будем пересчитывать веса между нейронами после каждой итерации, таким образом уменьшится функция затрат. Смысл DNN заключается в наличии большего количества слоев, что повышает производительность распознавания и оценки.

RNN и CNN являются ответвлениями общепринятой концепции DNN нейросети, отличаются они как в разных технических реализациях и областях применения, так и в разном потреблении вычислительных ресурсов.

Свёрточная нейронная сеть (CNN). Используется для обработки изображений. Свёр-

точные слои в CNN обрабатывают изображение путём сканирования его с помощью набора фильтров или ядер, чтобы выделить особенности изображения, такие как границы, формы и текстуры. Затем эти признаки передаются в полносвязный слой, который используется для классификации изображения

2) Сжатие моделей нейронных сетей: квантование и прунинг

Нейронные сети, особенно глубокие (например, ResNet, BERT, GPT), обладают высокой точностью, но требуют значительных вычислительных ресурсов. Это делает их развертывание на устройствах с ограниченной мощностью (смартфоны, IoT-устройства, встраиваемые системы) затруднительным. Для решения этой проблемы применяют сжатие моделей, которое позволяет уменьшить размер нейронной сети и ускорить её работу без значительной потери точности.

Два ключевых метода сжатия: Квантование весов и Прунинг (pruning)

Квантование — это процесс уменьшения разрядности чисел, представляющих веса нейронной сети. Вместо 32-битных чисел с плавающей запятой (float32) используют 16-битные (float16), 8-битные (int8) или даже бинарные (1 бит) значения.

Преимущества квантования:

- Уменьшение размера модели (в 4 раза при переходе от float32 к int8).
- Ускорение вычислений (аппаратное ускорение на специализированных процессорах, таких как TPU, DSP).
- Снижение энергопотребления.

Типы квантования: Посттренировочное квантование (PTQ) — применяется к уже обученной модели; Квантование-aware обучения (QAT) — модель обучается с учетом будущего квантования, что уменьшает потерю точности.

Прунинг (Pruning) — удаление наименее значимых весов. Прунинг основан на идее, что не все нейроны и связи в сети одинаково важны. Удаление слабых весов (близких к нулю) или целых нейронов позволяет упростить модель.

Виды прунинга:

Весовой прунинг — удаление отдельных малых весов.

Нейронный прунинг — удаление целых нейронов или слоёв.

Структурный прунинг — удаление каналов в свёрточных сетях (Channel Pruning).

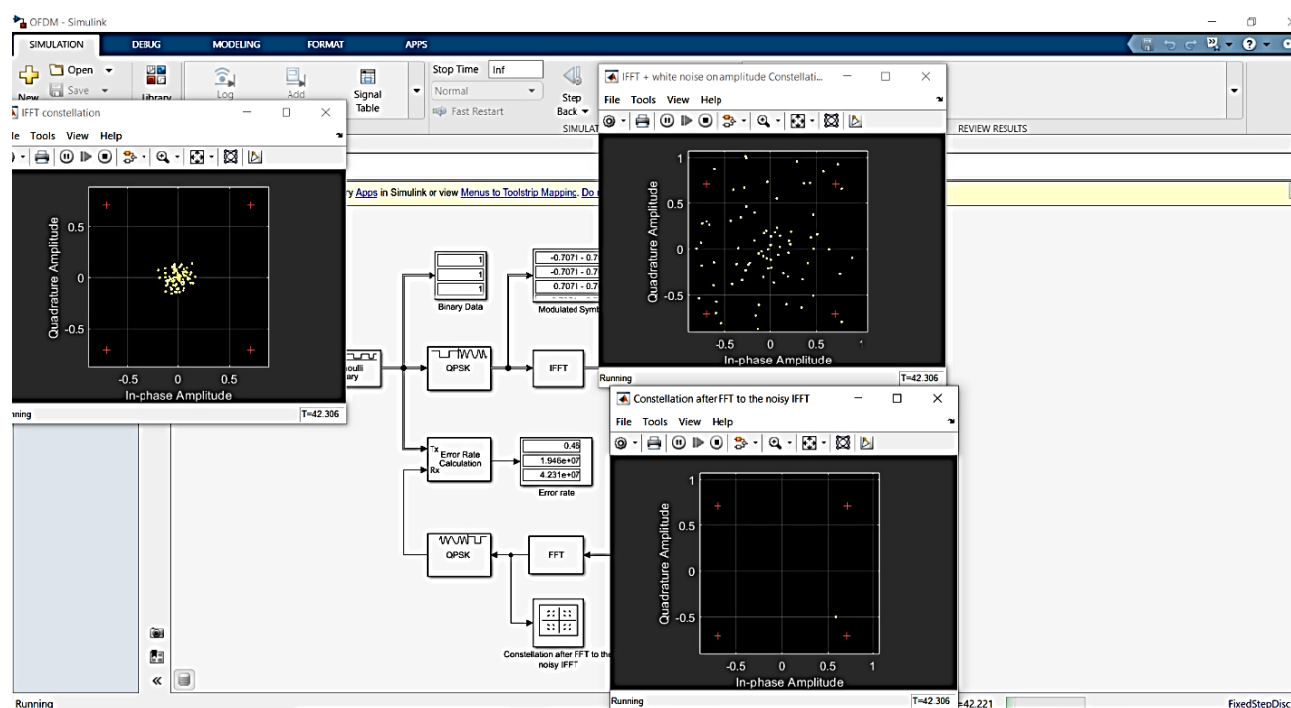


Рис. 2. Моделирование в среде MATLAB/Simulink

Моделирование

Моделирование энергоэффективности CNN и RNN проводилось в MATLAB/Simulink для OFDM-систем (рис. 2).

В ходе исследования энергопотребления и вычислительной эффективности нейросетевых архитектур (CNN и RNN) при обработке OFDM-сигналов в MATLAB/Simulink были применены следующие методы и подходы:

Условия и параметры моделирования

Цель: Сравнение вычислительной сложности и точности CNN/RNN при решении типовых задач OFDM: детектирование символов, оценка канала связи, подавление помех.

Среда: MATLAB R2022b + Simulink + Deep Learning Toolbox [8].

Аппаратная платформа: Эмуляция embedded-систем (ARM Cortex-A53) через Simulink Processor-in-the-Loop (PIL)

Методы оптимизации

Для обеих архитектур тестировались:

Квантование:

PTQ (Post-Training Quantization) с переходом FP32 $\rightarrow$ INT8 через quantize (Deep Learning Toolbox)

QAT (Quantization-Aware Training) с FakeQuant слоями

Прунинг:

Весовой прунинг (маски нулями весов $< 1e^{-3}$)

Структурный прунинг через layerPruning (MATLAB)

Модель обучается для уменьшения разницы между выводом нейронной сети и исходным сообщением. Используется функция потерь L (2), а для коррекции автоматизации применяется алгоритм "Adam". Обучение проводится на 100 эпохах, и параметры сети обновляются с помощью функции "trainNetwork". При моделировании использовались различные отношения сигнал/шум (SNR) и модели каналов.

Результаты моделирования

Произведенное моделирование показало значительную разницу в потреблении вычислительного ресурса между нейросетями RNN и CNN. Разница в архитектурах нейросетей сказалась в итогах проведенного моделирования. RNN значительно меньше использует вычислительных мощностей чем CNN, это отобразилось в количестве сеансов без вызова функций изменения весовой базы, т.е. нейросеть не запрашивала работу алгоритмов и не нагружала процессор.

Результаты проведенных экспериментов приведены в графике на рис. 3:

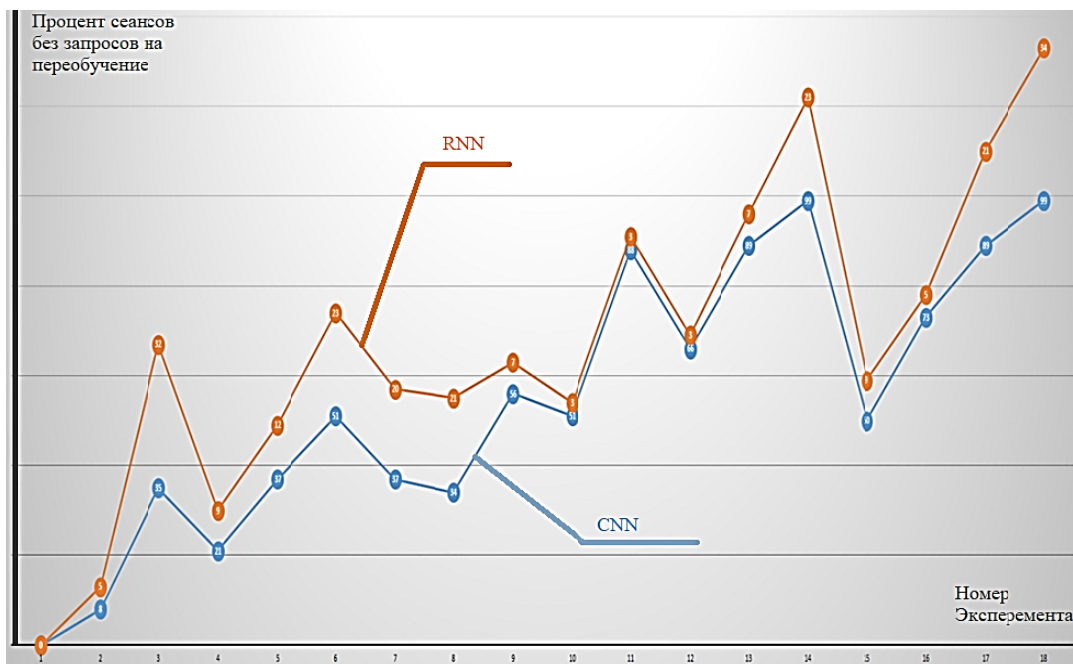


Рис. 3. Сравнение эффективности RNN и CNN

Заключение

Современные нейронные сети демонстрируют впечатляющие результаты в самых разных областях — от компьютерного зрения до обработки естественного языка и модуляции радиосигналов. Однако их эффективность часто сопровождается высокими вычислительными затратами, что делает развертывание на устройствах с ограниченными ресурсами (мобильные гаджеты, IoT, edge-устройства) сложной задачей. В данной работе были приведены методы оптимизации работы нейросетей.

Результаты моделирования показали, что оценка с помощью RNN значительно лучше, чем метод CNN при различных количествах пилотных сигналов и при различных отношениях сигнал/шум (SNR). Нагрузка вычислений на корректировку нейросети RNN оказывается меньше, чем у CNN. Применение рекуррентных нейронных сетей является многообещающим методом для оценки канала и обнаружения сигналов, требующим меньше вычислительных ресурсов при сопоставимой производительности с CNN.

Литература

1. Чирков О.Н., Пирогов А.А. Применение алгоритмов машинного обучения в задаче оценки беспроводного канала связи с OFDM // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 6. С. 164-169.
2. Чирков О.Н., Ромашенко М.А., Чепелев М.Ю. Современные методы оценки канала радиосвязи в условиях многолучевости // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 3. С. 68-73.
3. Чирков О.Н. Оценка пропускной способности высокоскоростных видов модуляции m-qam // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8. № 6. С. 12-13.
4. Чирков О.Н. Повышение помехоустойчивости высокоскоростной беспроводной системы обмена информацией Wi-Fi // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2011. Т. 7. № 3. С. 66-67.
5. Шорин О.А., Аверьянов Р.С. Алгоритмические особенности организации связи и устойчивость к неравномерности ГВЗ системы связи McWiLL /// Экономика и качество систем связи. 2019. № 1(11). С. 3-9.
6. <https://www.geeksforgeeks.org/adam-optimizer/> (дата обращения: 10.04.2025).
7. Ромашенко М.А., Чирков О.Н., Чураков П.П. Усовершенствованный метод оценки канала с итерационным подавлением помех для многопользовательских систем MIMO-OFDM // Радиотехника. 2019. Т. 83. № 6(8). С. 150-155.
8. Mark Hudson Beale, Martin T. Hagan, Howard B. Demuth, Neural Network Toolbox User's Guide // by The MathWorks, Inc. 2018, 558p.

Поступила 15.04.2025; принята к публикации 12.05.2025

Информация об авторах

Чирков Олег Николаевич – старший преподаватель, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: chir_oleg@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2250-2100>
Скрипниченко Маргарита Сергеевна – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: kivr@vorstu.ru
Тамбовцев Максим Николаевич – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: kivr@vorstu.ru

METHODS FOR REDUCING COMPUTATIONAL COMPLEXITY IN THE TASK OF ESTIMATING THE COMMUNICATION CHANNEL FOR OFDM SYSTEMS USING NEURAL NETWORKS

O.N. Chirkov, M.S. Skripnichenko, M.N. Tambovtsev

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: we conducted a study of methods for assessing the state of a communication channel (CSI) in orthogonal frequency-divided multiplexing (OFDM), used in modern wireless communication standards such as LTE, Wi-Fi and 5G. We considered traditional channel estimation methods such as Least Squares (LS) and Minimum Mean Square Error (MMSE), and their disadvantages are noted in difficult conditions associated with multipath signal propagation and high subscriber mobility. We considered a promising area of communication channel assessment, deep learning (DL). We proved that the use of neural networks can significantly improve the accuracy of channel estimation. We give examples of studies using convolutional neural networks (CNNs) and other neural network architectures to improve the quality of CSI assessment. We note that a number of aspects of the use of neural networks require further study, including optimizing models for changing environmental conditions and reducing computational complexity. We proposed new approaches to improve the efficiency of channel estimation, including the use of recurrent neural networks (RNNs) and model compression methods (quantization and pruning). The simulation confirmed the advantage of recurrent neural networks over CNNs in terms of computing resource consumption, while maintaining comparable performance. The experimental results demonstrated the potential of using RNN for effective assess-

ment of communication quality and signal recovery in OFDM systems. We proposed the importance of the introduction of deep neural networks for the improvement of OFDM technology is described and the directions of further research and development

Key words: OFDM, channel estimation, recurrent neural network, convolutional neural networks, deep learning

References

1. Chirkov O.N., Pirogov A.A. "Application of algorithms for machine-hardware communication with OFDM", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 6, pp. 164-169.
2. Chirkov O.N., Romashchenko M.A., Chepelev M.Yu. "Modern methods of assessing radio channel in multipath conditions", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2019, vol. 15, no. 3, pp. 68-73.
3. Chirkov O.N. "Estimating the throughput of high-level types of m-qam modulation", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2012, vol. 8, no. 6, pp. 12-13.
4. Chirkov O.N. "Introduction of a highly reliable wireless system for connecting to the Internet WI-FI", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2011, vol. 7, no. 3, pp. 66-67.
5. Shorin O.A., Aver'yanov R.S. "Algorithmic features of communication organization and resistance to unevenness of the group delay of the McWiLL communication system", *Economics and Quality of Communication Systems (Ekonomika i kachestvo sistem svyazi)*, 2019, no. 1(11), pp. 3-9.
6. <https://www.geeksforgeeks.org/adam-optimizer/> (date of access: 10.04.2025).
7. Romashchenko M.A., Chirkov O.N., Churakov P.P. "An improved method for evaluating a channel with iterative interference suppression for multi-user MIMO systems", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2019, vol. 83, no. 6(8), pp. 150-155.
8. Beale M.H., Hagan M.T., Demuth H.B. "Neural network toolbox user's guide", MathWorks Publishing House, Inc., 2018, 558 p.

Submitted 15.04.2025; revised 12.05.2025

Information about the authors

Oleg N. Chirkov, Assistant Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 390006, Russia), e-mail: chir_oleg@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2250-2100>

Margarita S. Skripnichenko, student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 390006, Russia), e-mail: kopr@vorstu.ru

Maksim N. Tambovtsev, student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 390006, Russia), e-mail: kopr@vorstu.ru

УСКОРЕННАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ М-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

А.В. Бобровников¹, А.С. Силин²¹АНОО «Международный институт компьютерных технологий», г. Воронеж, Россия²Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: в настоящее время для синхронизации в связных, навигационных и других системах часто используются псевдослучайные последовательности, в частности, М-последовательности, которые применяются для синхронизирующих сигналов между передатчиками и приёмниками. При этом такие системы характеризуются временем входа в синхронизацию, требования к которому постоянно повышаются, что связано с развитием технологий и увеличением объема передаваемой информации. В качестве решения данной проблемы предлагается способ ускоренной синхронизации М-последовательностей. Основанием для ускоренной синхронизации служит тот факт, что сумма (по mod 2) опорной и принятой МП однозначно определяет величину их относительного сдвига, что позволяет значительно сократить время, необходимое для достижения синхронизации. Показано, что рассмотренный способ синхронизации имеет значительно более высокую эффективность по сравнению с известным быстрым способом синхронизации, что подтверждается экспериментальными данными. Для практической реализации ускоренной синхронизации предложено использовать «суммарный коэффициент корреляции», который равен сумме последовательных значений коэффициентов корреляции при последовательном приёме символов МП. Этот подход обеспечивает более точное определение сдвига и, следовательно, улучшает качество связи, что особенно важно в условиях динамически меняющейся среды передачи данных

Ключевые слова: синхронизация, М-последовательность, циклический сдвиг, опорная М-последовательность, автокорреляционная функция, коэффициент корреляции

Введение

В связных, навигационных системах, системах передачи информации, и других системах для синхронизации часто используются псевдослучайные последовательности, в частности, М-последовательности (МП). Одной из основных задач в этих системах является синхронизация принятой и сформированной в приемнике опорной М-последовательностей.

Один из простейших алгоритмов синхронизации М-последовательностей основан на сравнении принятой $\{a_k\}$ и сдвинутой относительно ее опорной $\{a_{k+s}\}$ последовательностей. При их несовпадении производится последовательная поэлементная перестройка генератора опорной последовательности. Эффективность этого алгоритма низка, так как время входа в синхронизацию может достигать $N-1=2^n-2$ периодов М-последовательностей (N - период М-последовательности; n - число D-триггеров регистра сдвига с линейной обратной связью). В [1] был предложен более эффективный алгоритм синхронизации, основанный на детектировании серий нулей и (или) единиц в сумме (по mod 2) принятой и опорной М-последовательностей. Этот алгоритм обеспечивает вход в синхронизацию за один период М-последовательности.

Однако при увеличении длины последовательностей время входа в синхронизацию мо-

жет достигать значительных величин. Кроме того, это время, очевидно, будет возрастать при синхронизации в условиях помех, когда часть символов принятой МП может быть искажена.

Ниже будет показано, что величина сдвига s опорной М-последовательности $\{a_{k+s}\}$ относительно принятой $\{a_k\}$ может быть определена за время приема всего n первых символов М-последовательности. В этом случае перестройку генератора опорной последовательности можно производить непосредственно после приема первых n символов, а не в следующем цикле.

Ускоренная синхронизация М-последовательностей

Алгоритм ускоренной синхронизации М-последовательностей основан на том, что сумма (по mod 2) двух ее относительных сдвигов дает в результате строго определенный третий сдвиг этой же последовательности. Другими словами, сумма (по mod 2) n символов опорной и принятой МП однозначно определяет величину относительного сдвига этих последовательностей. Для демонстрации работы этого алгоритма и сравнения его с алгоритмом [1] по эффективности приведена табл. 1.

В этой таблице курсором выделены серии четырех единиц или трех нулей (на всем периоде суммы опорной и принятой МП), которые связаны с величиной относительного сдвига. В последнем же столбце приведены

шестнадцатеричные представления суммы (по mod 2) первых четырех символов опорной и

принятой МП, которые однозначно определяют величину относительного сдвига этих МП.

Таблица 1

Быстрая [1] и ускоренная синхронизация МП Опорная МП 000111101011001				
		Быстрый способ синхронизации [1]	Ускоренный способ синхронизации	
Сдвиг опорной МП относительно принятой	Принятая МП	Сумма (по mod 2) опорной и принятой МП	Первые разряды суммы	Шестнадцатеричное представление суммы
1	001111010110010	001 000 111101011	0010	2
2	011110101100100	011001 000 111101	0110	6
3	111101011001000	11101011001 000 1	1110	E
4	111010110010001	1111 01011001000	1111	F
5	110101100100011	11001 000 1111010	1100	C
6	101011001000111	1011001 000 11110	1011	B
7	010110010001111	01 000 1111010110	0100	4
8	101100100011110	101011001 000 111	1010	A
9	011001000111101	0 1111 0101100100	0111	7
10	110010001111010	1101011001 000 11	1101	D
11	100100011110101	1000 11110101100	1000	8
12	001000111101011	00 1111 010110010	0011	3
13	010001111010110	01011001 000 1111	0101	5
14	100011110101100	1001 000 11110101	1001	9
0 (синхронизация)	000111101011001	0000000000000000	0000	0

Анализ результатов, приведенных в этой таблице, показывает, что только в двух случаях (при сдвиге равном 4 и 11) эффективность быстрой [1] и рассматриваемой ускоренной синхронизации одинаковы. При этом в обоих случаях величина относительного сдвига принятой и опорной МП однозначно может быть определена по первым четырем принятым элементам МП. Во всех остальных случаях быстрый [1] способ синхронизации менее эффективен, и может требовать для синхронизации приема значительно большего числа элементов МП. В частности, при сдвиге опорной и принятой МП на 10 и 3 элемента потребуются прием 13 и 14 элементов МП, соответственно, что в три раза больше, чем при использовании алгоритма ускоренной синхронизации.

В своей статье [1] автор, приводит простую формулу для расчёта периодической нормированной автокорреляционной функции (АКФ) опорной последовательности и принимаемой последовательности. Но сама АКФ [2] не позволяет получить оценку величины сдвига псевдослучайной последовательности (ПСП). Это объясняется тем, что, исходя из свойств М-последовательностей, её автокорреляционная функция относительно всех своих циклических сдвигов равна $-1/N$.

Таким образом, в [1] для определения АКФ используется весь период М-последовательности. Это означает, что значе-

ния АКФ М-последовательности относительно любого по величине её циклического сдвига будет равна $-1/N$. При этом величина сдвига определяется по положению серии четырех единиц и (или) трех нулей в сумме (по mod 2) опорной и принятой М-последовательностей.

В данной работе рассматривается синхронизация МП с использованием непериодических АКФ по меньшему (чем N) числу символов ПСП.

В качестве исследуемого объекта, как и в [1], рассмотрен четырёхразрядный регистр сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС), который генерирует М-последовательность с периодом равным 15 и начальным заполнением 0110. К сумматору подключены первая и последняя ячейки РСЛОС.

Необходимо рассчитать АКФ для всех циклических сдвигов кодовой последовательности и числа принятых символов.

Для расчёта нормированной АКФ будет использована формула, представленная автором статьи [1]:

$$\rho = \frac{A-D}{A+D}, \quad (1)$$

где A – число символов, в которых обе последовательности совпадают;

D – число символов, в которых последовательности отличаются.

Таблица 2

Значения АКФ при различных сдвигах и количестве принятых символов МП

№ символа	Сдвиг 0	Сдвиг 1	Сдвиг 2	Сдвиг 3	Сдвиг 4	Сдвиг 5	Сдвиг 6	Сдвиг 7
1	1	-1	-1	1	1	-1	1	1
2	1	0	-1	0	1	-1	0	0
3	1	-0,3333	-1	0,33333	0,33333	-1	-0,3333	0,33333
4	1	0	-1	0,5	0,5	-0,5	-0,5	0
5	1	-0,2	-0,6	0,6	0,6	-0,6	-0,6	-0,2
6	1	-0,3333	-0,6667	0,33333	0,66667	-0,3333	-0,3333	0
7	1	-0,1429	-0,4286	0,14286	0,42857	-0,4286	-0,4286	0,14286
8	1	0	-0,5	0	0,25	-0,5	-0,25	0
9	1	-0,1111	-0,5556	-0,1111	0,11111	-0,3333	-0,3333	0,11111
10	1	0	-0,4	0	0	-0,2	-0,4	0,2
11	1	0,09091	-0,2727	-0,0909	0,09091	-0,2727	-0,2727	0,27273
12	1	0,16667	-0,3333	0	0	-0,1667	-0,1667	0,16667
13	1	0,07692	-0,2308	-0,0769	0,07692	-0,0769	-0,2308	0,07692
14	1	0	-0,1429	-0,1429	0	0	-0,1429	0
15	1	-0,0667	-0,0667	-0,0667	-0,0667	-0,0667	-0,0667	-0,0667
№ символа	Сдвиг 8	Сдвиг 9	Сдвиг 10	Сдвиг 11	Сдвиг 12	Сдвиг 13	Сдвиг 14	Запр.
1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1
2	1	0	0	0	-1	1	-1	0
3	1	0,33333	0,33333	-0,3333	-0,3333	0,33333	-0,3333	-0,3333
4	0,5	0	0,5	-0,5	0	0	-0,5	0
5	0,2	0,2	0,2	-0,2	-0,2	-0,2	-0,2	0,2
6	0	0,33333	0	0	0	-0,3333	-0,3333	0
7	-0,1429	0,42857	-0,1429	-0,1429	0,14286	-0,1429	-0,4286	0,14286
8	0	0,25	-0,25	0	0,25	-0,25	-0,25	0,25
9	-0,1111	0,11111	-0,1111	0,11111	0,11111	-0,1111	-0,1111	0,33333
10	0	0	-0,2	0,2	0	-0,2	-0,2	0,2
11	-0,0909	-0,0909	-0,0909	0,09091	-0,0909	-0,2727	-0,0909	0,09091
12	-0,1667	0	-0,1667	0	-0,1667	-0,1667	0	0
13	-0,0769	-0,0769	-0,2308	-0,0769	-0,0769	-0,0769	0,07692	-0,0769
14	0	0	-0,1429	-0,1429	-0,1429	-0,1429	0	0
15	-0,0667	-0,0667	-0,0667	-0,0667	-0,0667	-0,0667	-0,0667	-0,0667

В табл. 2 представлены результаты расчетов АКФ для всех циклических сдвигов самой опорной последовательности и запрещенного нулевого заполнения ячеек РСЛОС.

Как видно из таблицы, значение нормированной периодической АКФ при всех циклических сдвигах имеют одинаковое значение равное $-1/15$. Это связано с ещё одним свойством М-последовательности, которое заключается в том, что количество единичных значений на единицу больше, чем нулевых. Следовательно, если опорная и принятая М-последовательности не совпадают, то число несовпадающих символов будет всегда на единицу больше чем совпадающих.

Таким образом, значение периодической АКФ не несет информации о величине сдвига. Однако, «траектории», по которым значения непериодических (или по классификации [3] АКФ по части периода) АКФ продвигаются к

значению $-1/N$, различны. То есть, не существует двух сдвигов, порождающих одинаковые все значения непериодических АКФ.

В связи с этим для выделения информации об относительном сдвиге опорной и принятой М-последовательностей предлагается учитывать все последовательные значения АКФ по части периода.

Для такого учета предлагается суммировать все последовательные значения нормированной АКФ в каждой «траектории». Фактически при этом будет вычисляться суммарный коэффициент корреляции (СКК).

Для удобства дальнейших вычислений нужно преобразовать формулу (1). Так как число несовпадающих символов D равно разности между общим числом символов и совпадающих символов, формула (1) может быть преобразована к виду:

$$\rho = \frac{2 \cdot A - G}{G}, \quad (2)$$

где A – число символов, в которых обе последовательности совпадают; G – общее число сравниваемых символов.

После этого можно находить суммарный коэффициент корреляции (СКК):

$$\text{СКК}(m) = \sum_{G=1}^m \frac{2 \cdot A - G}{G}, \quad (3)$$

где $m = 1, 2, \dots N$.

Таблица 3

Результаты расчета СКК при различных сдвигах и числе принятых символов

№ символа	Сдвиг 0	Сдвиг 1	Сдвиг 2	Сдвиг 3	Сдвиг 4	Сдвиг 5	Сдвиг 6	Сдвиг 7
1	1	-1	-1	1	1	-1	1	1
2	2	-1	-2	1	2	-2	1	1
3	3	-1,3333	-3	1,33333	2,33333	-3	0,66667	1,33333
4	4	-1,3333	-4	1,83333	2,83333	-3,5	0,16667	1,33333
5	5	-1,5333	-4,6	2,43333	3,43333	-4,1	-0,4333	1,13333
6	6	-1,8667	-5,2667	2,76667	4,1	-4,4333	-0,7667	1,13333
7	7	-2,0095	-5,6952	2,90952	4,52857	-4,8619	-1,1952	1,27619
8	8	-2,0095	-6,1952	2,90952	4,77857	-5,3619	-1,4452	1,27619
9	9	-2,1206	-6,7508	2,79841	4,88968	-5,6952	-1,7786	1,3873
10	10	-2,1206	-7,1508	2,79841	4,88968	-5,8952	-2,1786	1,5873
11	11	-2,0297	-7,4235	2,7075	4,98059	-6,168	-2,4513	1,86003
12	12	-1,8631	-7,7569	2,7075	4,98059	-6,3346	-2,618	2,0267
13	13	-1,7861	-7,9876	2,63058	5,05751	-6,4116	-2,8487	2,10362
14	14	-1,7861	-8,1305	2,48772	5,05751	-6,4116	-2,9916	2,10362
15	15	-1,8528	-8,1971	2,42106	4,99085	-6,4782	-3,0583	2,03695
№ символа	Сдвиг 8	Сдвиг 9	Сдвиг 10	Сдвиг 11	Сдвиг 12	Сдвиг 13	Сдвиг 14	Запр.
1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1
2	2	-1	-1	-1	-2	2	-2	1
3	3	-0,6667	-0,6667	-1,3333	-2,3333	2,33333	-2,3333	0,66667
4	3,5	-0,6667	-0,1667	-1,8333	-2,3333	2,33333	-2,8333	0,66667
5	3,7	-0,4667	0,03333	-2,0333	-2,5333	2,13333	-3,0333	0,86667
6	3,7	-0,1333	0,03333	-2,0333	-2,5333	1,8	-3,3667	0,86667
7	3,55714	0,29524	-0,1095	-2,1762	-2,3905	1,65714	-3,7952	1,00952
8	3,55714	0,54524	-0,3595	-2,1762	-2,1405	1,40714	-4,0452	1,25952
9	3,44603	0,65635	-0,4706	-2,0651	-2,0294	1,29603	-4,1563	1,59286
10	3,44603	0,65635	-0,6706	-1,8651	-2,0294	1,09603	-4,3563	1,79286
11	3,35512	0,56544	-0,7615	-1,7742	-2,1203	0,8233	-4,4473	1,88377
12	3,18846	0,56544	-0,9282	-1,7742	-2,2869	0,65664	-4,4473	1,88377
13	3,11153	0,48852	-1,159	-1,8511	-2,3639	0,57971	-4,3703	1,80684
14	3,11153	0,48852	-1,3018	-1,994	-2,5067	0,43686	-4,3703	1,80684
15	3,04487	0,42185	-1,3685	-2,0606	-2,5734	0,37019	-4,437	1,74018

По результатам, приведенным табл. 3, можно сделать вывод, что СКК принимает разные «уникальные» значения, после приема четырех и более символов МП.

Исходя из данных табл. 3, для однозначного определения величины циклического сдвига опорной МП, достаточно четырех символов, так как при этом формируются 16 уникальных значений коэффициента СКК.

Таблица 4

Результаты расчета СКК при приеме 4 символов МП

№ символа	Сдвиг 0	Сдвиг 1	Сдвиг 2	Сдвиг 3	Сдвиг 4	Сдвиг 5	Сдвиг 6	Сдвиг 7
4	4	-1,3333	-4	1,83333	2,83333	-3,5	0,16667	1,33333
№ символа	Сдвиг 8	Сдвиг 9	Сдвиг 10	Сдвиг 11	Сдвиг 12	Сдвиг 13	Сдвиг 14	Запр.
4	3,5	-0,6667	-0,1667	-1,8333	-2,3333	2,33333	-2,8333	0,66667

В табл. 4 представлены суммарные коэффициенты корреляции для всех циклических сдвигов, опорного и запрещённого заполнений, рассчитанных для случая приема четырех символов М-последовательности. Из таблицы видно, что имеется 16 различных значений СКК(4).

Поскольку все результаты СКК отличаются числовыми значениями или знаками, то возможно определение величины сдвига принятой последовательности относительно опорной.

По полученным результатам теперь можно проводить оценку величины сдвига по значению СКК, записанному в постоянную память, вместе с соответствующим размером циклического сдвига. Например, если после приема четырех символов МП «суммарный коэффициент корреляции» равен -3,5, то величина сдвига опорной МП относительно принятой равна 5.

Заключение

В статье рассмотрен ускоренный способ

синхронизации опорной и принятой М-последовательностей. Основанием для этого способа синхронизации служит тот факт, что сумма (по mod 2) первых n символов опорной и принятой МП полностью характеризует величину их относительного сдвига. Показан существенный выигрыш по времени синхронизации МП ускоренного способа по сравнению с быстрым способом [1]. Для технической реализации ускоренной синхронизации МП, предложено использовать «суммарный коэффициент корреляции», значения которого жестко связаны с величиной относительного сдвига опорной и принятой МП.

Литература

1. Калугин Е. Поиск и синхронизация псевдослучайных последовательностей // Современная электроника, 2009, № 9, с. 30-32.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М., 1985. - 384 с.
3. Астровский И.И., Буй П.М./Методические указания. БГУИР, Минск, 2006. – 14 с.

Поступила 10.04.2025; принята к публикации 19.05.2025

Информация об авторах

Бобровников Александр Васильевич – канд. техн. наук, доцент, АНОО «Международный институт компьютерных технологий» (394026, Россия, г. Воронеж, ул. Солнечная, д. 29Б), тел.: +7 473-280-20-70, e-mail: bobrownickov.alexander@yandex.ru
Силин Артём Сергеевич – магистрант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84), тел. 8 (908) 785-90-80, e-mail: silin2001@internet.ru

ACCELERATED SYNCHRONIZATION OF M-SEQUENCES

A.V. Bobrovnikov¹, A.S. Silin²

¹ANOO «International Institute of Computer Technologies», Voronezh, Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: currently, pseudorandom sequences are often used for synchronization in communication, navigation, and other systems, particularly M-sequences, which are applied for synchronizing signals between transmitters and receivers. These systems are characterized by synchronization entry time, the requirements for which are constantly increasing, which is related to the development of technologies and the growing volume of transmitted information. As a solution to this problem, we propose a method for accelerated synchronization of M-sequences. The basis for accelerated synchronization is the fact that the sum (mod 2) of the reference and received M-sequences uniquely determines the magnitude of their relative shift, which allows for a significant reduction in the time required to achieve synchronization. We show that the considered synchronization method has significantly higher efficiency compared to the known fast synchronization method, as confirmed by experimental data. For practical implementation of accelerated synchronization, we proposed to use the "cumulative correlation coefficient," which is equal to the sum of consecutive correlation coefficient values during the sequential reception of M-sequence symbols. This approach provides a more accurate determination of the shift and, consequently, improves the quality of communication, which is especially important in conditions of a dynamically changing data transmission environment

Key words: synchronization, M-sequence, cyclic shift, reference M-sequence, autocorrelation function, correlation coefficient

References

1. Kalugin E. "Search and synchronization of pseudorandom sequences", *Modern Electronics (Sovremennaya elektronika)*, 2009, no. 9, pp. 30-32.
2. Varakin L.E. "Communication systems with noise-like signals" ("Sistemy svyazi s shumopodobnymi signalami"), Moscow, 1985, 384 p.
3. Astrovskiy I.I., Buy P.M. "Methodological guidelines" ("Metodicheskie ukazaniya"), BGUIR, Minsk, 2006, 14 p.

Submitted 10.04.2025; revised 19.05.2025

Information about the authors

Aleksandr V. Bobrovnikov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, ANOO «International Institute of Computer Technologies» (29B Solnechnaya str., Voronezh 394026, Russia), tel.: +7473-280-20-70, e-mail: bobrownickov.alexander@yandex.ru
Artyem S. Silin, student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (908) 785-90-80, e-mail: silin2001@internet.ru

**КОМБИНИРОВАННАЯ ГОФРИРОВАННАЯ ПАНЕЛЬ
ДЛЯ ТУРБОВЕНТИЛЯТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ****В.И. Максименков, М.В. Молод, М.И. Бояринцева****Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия**

Аннотация: рассмотрены комбинированные гофрированные панели, которые рекомендуется применять в горячей части турбовентиляторного двигателя. Приведены однослойные конструкции с гофрированным заполнителем, их особенности и применение в конструкциях самолетов. Рассмотрены материалы панелей и их механические характеристики. Новая конструкция с накладкой и ее конструктивные особенности обеспечивают требования по акустической и весовой эффективности. Представлен технологический процесс изготовления комбинированной гофрированной панели. Процесс перфорирования заготовок обшивок, гофрированного заполнителя осуществляется в дыропробивном прессе в штампах. Для изготовления накладки было разработано устройство. При этом формообразование осуществлялось эластичным пуансоном. Процесс соединения гофрового заполнителя и накладки с обшивками осуществляется контактной сваркой. Выбраны геометрические параметры панели. Выполнены расчеты плотности панели с гофрированным заполнителем и накладкой, выполненных из титановых и алюминиевых сплавов. Проведены прочностные расчеты на сжатие с оценкой критических напряжений гофрового заполнителя. Расчет весовой эффективности и прочности рассмотренных конструкций панелей с гофрированным заполнителем и накладкой позволяют осуществить выбор с оценкой работоспособности горячей части турбовентиляторного двигателя

Ключевые слова: гофрированный заполнитель, накладка, плотность, акустическая эффективность, критические напряжения

Введение

Слоистые панели находят широкое применение в конструкциях летательных аппаратов, таких как панели фюзеляжа, крыла и хвостового оперения. В зарубежной авиационной технике слоистые панели с гофрированным заполнителем применяются в качестве звукопоглощающих конструкций. В отечественном авиастроении наиболее распространены слоистые панели с гофрированным заполнителем трапецевидной формы [1].

Слоистые конструкции с гофрированным заполнителем обладают высокой степенью анизотропии, что делает их особенно эффективными в тех конструкциях, где наибольшие напряжения действуют в продольных направлениях.

Цель работы

Разработать новую конструкцию с гофрированным заполнителем и накладкой. Провести исследования прочности и акустических характеристик.

Конструкция представляет собой две обшивки: сплошную и перфорированную с гофрированным заполнителем между ними (рис. 1).

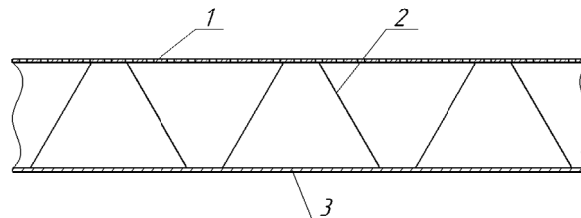


Рис. 1. Конструкция с гофрированным заполнителем:
1) перфорированная обшивка; 2) гофрированный заполнитель;
3) сплошная обшивка

Ключевыми материалами для производства панелей с гофрированным заполнителем являются нержавеющая сталь, титановые и алюминиевые сплавы. При подборе материалов для таких панелей важно учитывать характеристики удельной прочности и жесткости [1]. Проведены механические испытания образцов из листовых материалов, при этом особое внимание уделялось испытаниям перфорированных листов, что потребовало проведения дополнительных исследований.

Результаты испытаний сплошных и перфорированных образцов (рис. 2) показывают на оценку значений напряжений и деформаций, которые необходимо учитывать при разработке технологического процесса.

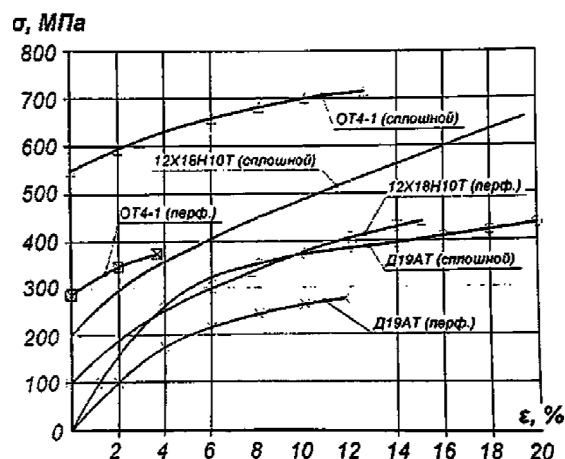
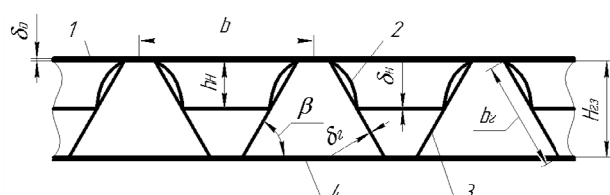


Рис. 2. Механические испытания сплошных и перфорированных обшивок

Проведенная оценка акустической эффективности панели с гофрированным заполнителем выявила необходимость о проведении исследований по снижению шума в каналах воздухозаборника самолёта. Это определяется требованиями международного стандарта Международной организации гражданской авиации (ИКАО) (ICAO — International Civil Aviation Organization). Для повышения эффективности звукопоглощающей конструкции (ЗПК) разработан новый тип конструкции [2], в которой в зону между гофрами помещают гофрированной формы перфорированную накладку (рис. 3). Данная конструкция выполнена за счет накладки как двухслойная, при этом высота накладки соответствует половине высоты гофра. Расширяя зоны звукопоглощения обеспечивается более широкий диапазон поглощения шума, который подтвержден испытаниями в процессе проведенных исследований.

Рис. 3. Панель гофрированная с накладкой:
1) перфорированная обшивка; 2) гофрированный заполнитель; 3) накладка 4) выступы; 5) сплошная обшивка

Сформирован технологический процесс создания слоистой панели с гофрированным заполнителем и накладкой (рис. 4).

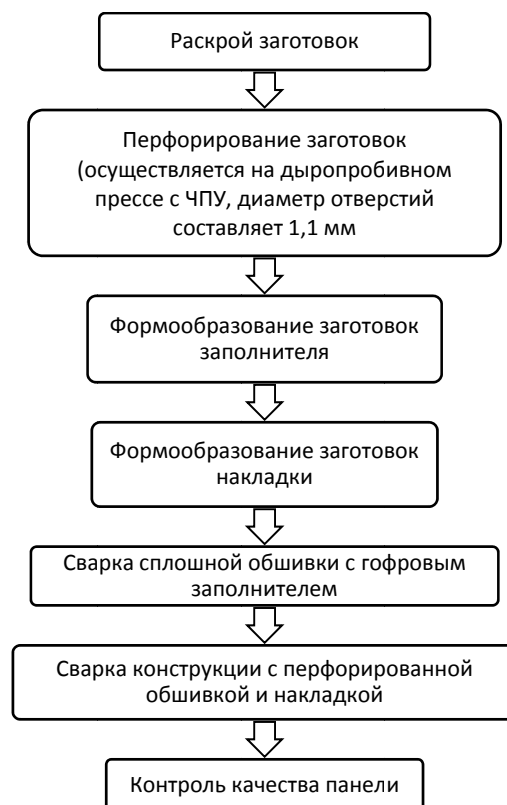
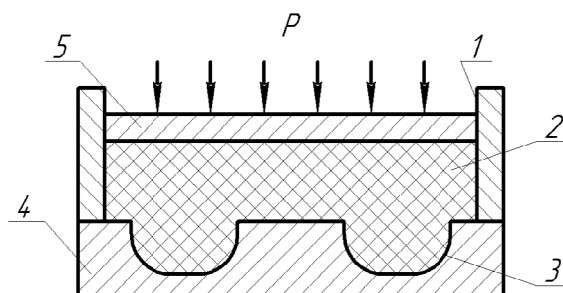


Рис. 4. Технологический процесс изготовления гофрированной панели с накладкой

Процесс формообразования и перфорирования гофрированного заполнителя осуществляли в штампах. Для изготовления накладки было разработано устройство (рис. 5).

Соединение гофрированного заполнителя и накладки с обшивками выполнялось с использованием метода контактной сварки.

Схема устройства для формообразования накладки представлена на рис. 5.

Рис. 5. Устройство для формообразования накладки:
1) каркас; 2) эластичный пуансон; 3) накладка;
4) матрица; 5) плита

Проведены расчёты гофрированного заполнителя и накладки. Данные для расчета представлены в табл. 1.

Таблица 1

Данные для расчета

№ п/п	Элементы гофровой панели	Толщина $\delta_0, \delta_r, \delta_n$, мм	Высота $H_{гз}, h_n$, мм	Угол наклона β , град	Шаг и длина гофра и накладки b_r, b , мм	Коэффициент формы гофра K_β
1	Обшивка	0,5	-	-	-	-
2	Заполнитель	0,3	30	55	40	0,58
3	Накладка	0,1	15	55	40	0,58

Плотность гофрового заполнителя $\rho_{гз}$ и накладки ρ_n определяется по зависимостям:

$$\rho_{гз} = \left(\frac{b}{H_{гз}} + K_\beta \right) \cdot \frac{\delta_r}{b} \rho_m, \quad (1)$$

$$\rho_n = \left(\frac{b}{h_n} + K_\beta \right) \cdot \frac{\delta_r}{b} \rho_m, \quad (2)$$

где b – расстояние между вершинами гофра;

$H_{гз}$ – высота гофрового заполнителя;

h_n – высота накладки;

K_β – коэффициент формы гофра;

δ_r – толщина гофра;

ρ_m – плотность материала.

Параметры гофрового заполнителя представлены на рис. 6.

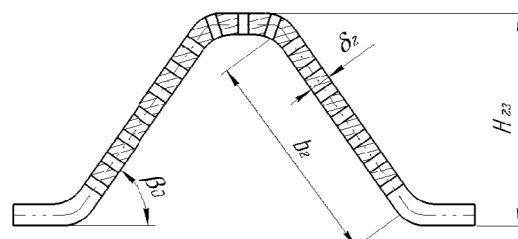


Рис. 6. Гофровый заполнитель

Прочность стенок гофра $\sigma_{кр г}$ при поперечном сжатии находится:

$$\sigma_{кр г} = K_\beta \left(\frac{\delta_r}{b_r} \right)^2 \cdot E_m, \quad (3)$$

где δ_r – длина грани гофра;

E_m – модуль упругости материала.

Проведенные расчеты плотности и критических напряжений приведены в табл. 2.

Таблица 2

Данные расчета

№ п/п	Материал	b , мм	$H_{гз}$, мм	δ_r , мм	$\rho_{гз}$, г/см ³	ρ_m , г/см ³	$\sigma_{кр}$, кг/см ²	ρ_n	$m_{гз}$	m_n
1	Д16АТ	40	30	0,3	0,0387	2,75	29,96	0,022	0,114	0,03
2	ОТ4-1	40	30	0,3	0,059	4,2	42,8	0,033	0,177	0,05
3	12Х18Н10Т	40	30	0,3	0,113	7,9	85,6	0,06	0,333	0,09

Масса гофрового заполнителя определяется:

$$m_{гз} = H_{гз} \cdot \rho_{гз}. \quad (5)$$

Масса накладки определяется:

$$m_n = h_n \cdot \rho_n. \quad (6)$$

Накладка приводит к увеличению веса гофрированной панели. С точки зрения весовых характеристик необходимо использовать панель из Д16Т. Тем не менее, учитывая термостойкость данного материала, такие панели

следует использовать в холодной части двигателя канала воздухозаборника самолёта. Гофровые панели из 12Х18Н10Т и ОТ4-1 следует применять в горячей части двигателя с учетом их термостойкости.

Проведенные акустические испытания гофрированной панели с накладкой показали, что уровень шумоглушения увеличивается более чем в 1,5 раза. Это реализуется благодаря явлению резонанса и интерференции звуковых волн [2].

Заключение

1. Спроектирована конструкция панели с гофрированным заполнителем и накладкой, которая может быть использована в различных конструкциях. Накладка обеспечивает дополнительное снижение уровня шума благодаря эффекту резонансного гашения звуковых волн и интерференции этих волн.

2. Проведены прочностные расчеты образцов, которые предоставили возможность оценить работоспособность конструкции.

3. Выполнен весовой расчет образцов из различных материалов, который обеспечил выбор конструкции с учетом их весовой эффективности.

Литература

1. Панин В.Ф., Гладков Ю.А. Конструкции с сотовым заполнителем. Москва Машиностроение: 1991. 272 с.
2. Максименков В.И., Молод М.В. Комбинированная гофрированная панель. Патент на изобретение 2790524 С1, 22.02.2023. Заявка № 2022117478 от 27.06.2022. Патентообладатели: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет».

Поступила 12.03.2025; принята к публикации 21.05.2025

Информация об авторах

Максименков Владимир Иванович – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: maksimenkov.v.i@mail.ru

Молод Марина Владиславовна – д-р техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: molodmv@yandex.ru

Бояринцева Мария Игоревна – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: masun4ik36@yandex.ru

COMBINED CORRUGATED PANEL FOR TURBOFAN ENGINE

V.I. Maksimenkov, M.V. Molod, M.I. Boyarintseva

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the article discusses combined corrugated panels, which are recommended for use in the hot part of a turbofan engine. We considered Single-layer structures with corrugated filler, their features and application in aircraft structures, along with panel materials and their mechanical characteristics. The new design with an overlay and its design features meet the requirements for acoustic and weight efficiency. We presented the technological process of manufacturing a combined corrugated panel. The process of perforating blanks of sheaths, corrugated filler is carried out in a punch-punching press in dies. We developed a device for the manufacture of the lining. In this case, we carried out the shaping with an elastic punch. The process of connecting the corrugated filler and lining to the sheaths is carried out by contact welding. We selected the geometric parameters of the panel. We performed calculations of the density of a panel with corrugated filler and an overlay made of titanium and aluminum alloys. Compressive strength calculations were performed with an assessment of the critical stresses of the corrugated filler. The calculation of the weight efficiency and strength of the considered panel structures with a corrugated filler and lining makes it possible to make a choice with an assessment of the operability of the hot part of the turbofan engine

Key words: corrugated filler, lining, density, acoustic efficiency, critical stresses

References

1. Panin V.F., Gladkov Yu.A. "Constructions with composite filler" ("Konstruktsii s sotovym zapolnitelem"), Moscow: Mashinostroenie, 1991, 272 p.
2. Maksimenkov V.I., Molod M.V., "Combined corrugated panel" ("Kombinirovannaya gofrovaaya panel"), patent of RF 2790524, VSTU, 2023

Submitted 12.03.2025; revised 21.05.2025

Information about the authors

Vladimir I. Maksimenkov, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktaybrya str., Voronezh, 394006, Russia), e-mail: maksimenkov.v.i@mail.ru

Marina V. Molod, Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktaybrya str., Voronezh, 394006, Russia), e-mail: molodmv@yandex.ru

Mariya I. Boyarintseva, student, Voronezh State Technical University (84, 20-letiya Oktaybrya str., Voronezh, 394006, Russia), e-mail: masun4ik36@yandex.ru

Правила для авторов

1. Принимаются к рассмотрению оригинальные научные статьи на русском языке общим объемом от 4 до 10 страниц. Материал статьи следует представить в электронном и печатном виде.

2. Текст статьи предоставляется в формате А 4. Поля страницы: верхнее – 2,5 см; нижнее – 2 см; правое – 2 см; левое – 2 см.

Шрифт текста – Times New Roman, межстрочный интервал 1,0. Размер шрифта основного текста 11. Аннотация, ключевые слова, благодарности, подрисуночные надписи, информация об авторах – 9 шрифт. Допускается в формулах, таблицах и рисунках уменьшить размер шрифта до 9.

3. Абзацный отступ – 0,8 см. Аннотация, ключевые слова и благодарности должны располагаться с дополнительным отступом 0,8 см от левого края.

4. На первой странице текста необходимо указать УДК (в левом верхнем углу листа от поля); название статьи (8-10 слов без каких-либо сокращений и аббревиатур, заглавными буквами), инициалы и фамилию автора(ов); полное наименование места работы автора(ов) с указанием города и страны; далее следуют аннотация, ключевые слова (от 5 до 10), а также благодарности (если есть).

5. Аннотация (реферат) к статье должна быть: информативной (не содержать общих слов); оригинальной; содержательной (отражать основное содержание статьи и результаты исследований); структурированной (следовать логике описания результатов в статье); компактной (укладываться в объем от 150 до 250 слов). Аннотация акцентирует научную новизну проведенных исследований и их результатов, отражает логику построения статьи (т.е. затрагивает основные этапы исследований). «Англоязычная» аннотация должна быть написана качественным английским языком.

6. Основной текст статьи должен быть структурирован по принципу выделения значимых его элементов (введение, постановка задачи, методы исследования, результаты, выводы или заключение и т.п.). Основной текст и литературу представляют на листе в две колонки шириной по 8 см каждая (межколоночное расстояние 1 см).

7. Таблицы располагаются по тексту. Над названием таблицы справа пишут «Таблица 1». Ссылка

на таблицу в тексте оформляется следующим образом: «табл. 1».

8. Оформление рисунков в формате BMP. Подрисуночные подписи не входят в состав рисунков, а располагаются отдельным текстом. Рекомендуемая ширина рисунков – не более ширины колонки. При необходимости допускается ширина рисунка равная двум колонкам. Буквы и цифры на рисунке должны быть разборчивы. Перед названием рисунка пишут «Рис. 1.». Ссылку на рисунок оформляют следующим образом: «рис. 1».

9. Формулы нумеруют в круглых скобках (2), подстрочные примечания – арабскими цифрами.

10. Используемые в работе термины, единицы измерения и условные обозначения должны быть общепринятыми. Все употребляемые авторами обозначения (за исключением общеизвестных констант типа e , h , c и т.п.) и аббревиатуры должны быть определены при их первом упоминании в тексте.

11. Все литературные ссылки в материале должны быть указаны в квадратных скобках – [1]. В тексте статьи должны присутствовать ссылки на все используемые литературные источники по мере их упоминания. Литература оформляется в соответствии с требованиями ГОСТ Р 7.0.5-2008 Библиографическая ссылка. Желательно, чтобы в литературе самоцитирование не превышало 30%.

12. После литературы необходимо расположить информацию о каждом авторе, включающую расшифровку имени и отчества, обозначение ученой степени, звания и должности, полное наименование места работы, полный адрес организации, контактные данные (e-mail, номер телефона), а также ссылку на профиль автора в ORCID.

13. Далее следует англоязычный информационный блок, где содержится перевод заглавия, ФИО авторов, полного наименования мест работы авторов, аннотации, ключевых слов, благодарностей, литературы и информации об авторах.

14. Вместе со статьей в редакцию предоставляют заполненный лицензионный договор на право использования научной статьи и разрешение на публикацию (письмо и экспертное заключение о возможности открытого опубликования), которое должно быть заверено печатью и подписью ответственного лица.

Материалы представляются по адресу:

394026, Воронежская обл., г. Воронеж, Московский пр-т, д. 14, к. 211.
ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»,
Редакция журнала «Вестник Воронежского государственного технического университета»
Тел.: +7(473)278-38-89; e-mail: vestnik@vorstu.ru

Дата выхода в свет: 25.06.2025.
Формат 60x84/8. Бумага писчая.
Усл. печ. л. 25,1. Уч.-изд. л. 23,9.
Тираж 25 экз. Заказ № 146
Цена свободная

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»
394006 Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84

Отпечатано: отдел оперативной полиграфии издательства ВГТУ
394006 Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84