



№6-2022

ISSN 1999-9429

ИЗВЕСТИЯ ЮФУ

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

- Моделирование процессов и систем
- Алгоритмы обработки информации
- Электроника, нанотехнологии и приборостроение

ИЗВЕСТИЯ ЮФУ. ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ IZVESTIYA SFedU. ENGINEERING SCIENCES

Свидетельство о регистрации средства массовой информации

ПИ № ФС77-28889 от 12.07.2007

Федеральная служба по надзору в сфере связи, информационных технологий
и массовых коммуникаций

Научно-технический и прикладной журнал

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

Подписной индекс 41970

№ 6 (230). 2022 г.

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

Редакционный совет

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

Учредитель Южный федеральный университет.

Издатель Южный федеральный университет.

Ответственный за выпуск Клевцов С.И.

Технический редактор Ярошевич Н.В.

Оригинал-макет выполнен Ярошевич Н.В.

Дата выхода в свет 01.02. 2023 г. Формат 70×108 $\frac{1}{16}$. Бумага офсетная.

Офсетная печать. Усл. печ. л. – 21,7. Уч.-изд. л. – 15,9.

Заказ № 8900. Тираж 250 экз.

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

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

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

16+

Цена свободная

ISSN 1999-9429 (Print)

ISSN 2311-3103 (Online)

© Южный федеральный университет, 2022

СОДЕРЖАНИЕ

РАЗДЕЛ I. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ И СИСТЕМ

В.М. Глушань ПРИМЕНЕНИЕ ГРАФОВЫХ МОДЕЛЕЙ ПРИ РЕШЕНИИ ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАДАЧ ОБРАЗОВАНИЯ И СПОРТА	6
Т.А. Бедная, С.П. Коноваленко МОДЕЛИРОВАНИЯ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ СЕНСОРОВ ГАЗОВ НА ОСНОВЕ КОБАЛЬТСОДЕРЖАЩЕГО ПОЛИАКРИЛОНИТРИЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕГРЕССИОННОГО АНАЛИЗА И НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ.....	22
Н.К. Полуянович, М.Н. Дубяго УПРАВЛЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТЬЮ ЭНЕРГОСЕТИ В ЗАДАЧАХ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ НАГРУЗКИ	30
М.Н. Максимов, С.М. Максимова, Р.В. Склифус О УСТОЙЧИВОСТИ ЧЕТЫРЁХПОЛОСНИКА ПУАНКАРЕ-СТЕКЛОВА ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ПО ПОЛУНАТУРНОМУ МОДЕЛИРОВАНИЮ СИСТЕМ.....	43
В.И. Данильченко, Е.В. Данильченко, В.М. Курейчик ОПРЕДЕЛЕНИЕ НЕЧЕТКИХ УСЛОВИЙ И АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ РЕШЕНИЙ В ЗАДАЧЕ ЭВАКУАЦИИ ПРИ ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЯХ....	53
И.И. Левин, Д.А. Сорокин, А.В. Касаркин ПЕРСПЕКТИВНАЯ АРХИТЕКТУРА ЦИФРОВОЙ ФОТОННОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЫ	61

РАЗДЕЛ II. АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

И.И. Левин, А.В. Подопригра МЕТОД РАСПАРАЛЛЕЛИВАНИЯ ПО БАЗОВЫМ МАКРООПЕРАЦИЯМ ДЛЯ ОБРАБОТКИ БОЛЬШИХ РАЗРЕЖЕННЫХ НЕСТРУКТУРИРОВАННЫХ МАТРИЦ НА РВС.....	72
А.А. Белевцев, А.М. Белевцев, В.А. Балыбердин МЕТОДИКА АНАЛИЗА И ОЦЕНКИ ПРИОРИТЕТОВ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ТРЕНДОВ И ТЕХНОЛОГИЙ.....	84
Н.А. Будко МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ КЛАССИФИКАТОРА ЖЕСТОВ	95
И.Л. Щербов ИССЛЕДОВАНИЕ ОБЛАСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ БАЗИСНОЙ ФУНКЦИИ ДВУХ АРГУМЕНТОВ ПРИ ПОСТРОЕНИИ Δ-ОРТОГОНАЛЬНОЙ БАЗИСНОЙ ФУНКЦИИ	106
П.С. Сердюков, К.Е. Румянцев СПОСОБЫ ПОЛУЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ТРЕХМЕРНОЙ СЦЕНЫ ОБЪЕКТА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ	117
А.А. Марьев О ПРИМЕНИМОСТИ МЕТОДА БЫСТРОГО ЦИФРОВОГО ФОРМИРОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ В СИСТЕМАХ ЛОКАЦИИ СО СЛОЖНЫМИ СИГНАЛАМИ	128
Алмашаал Мохаммад Джалаль К ОЦЕНКЕ ОБЛАСТИ ПРИТЯЖЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ РАВНОВЕСИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ	140
С.В. Поликарпов, В.А. Прудников, К.Е. Румянцев ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ МИНИВЕРСИИ ПСЕВДО-СЛУЧАЙНОЙ ФУНКЦИИ PCOLLAPSER.....	148
В.П. Федосов, А.И. Приходченко РАНГОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ДАТЧИКА ВИБРАЦИЙ ДЛЯ СИГНАЛИЗАЦИИ ПРИВОДНЕНИЯ САМОЛЕТА-АМФИБИИ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ	162

РАЗДЕЛ III. ЭЛЕКТРОНИКА, НАНОТЕХНОЛОГИИ И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

А.О. Касьянов МИКРОВОЛНОВЫЕ ПОЛЯРИЗАТОРЫ НА ОСНОВЕ ПЕЧАТНЫХ ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТОК МЕАНДРОВОГО ТИПА.....	172
Д.Ю. Денисенко, Н.Н. Прокопенко, Ю.И. Иванов СЕМЕЙСТВО АКТИВНЫХ РС-ФИЛЬТРОВ ВТОРОГО ПОРЯДКА (ФНЧ, ФВЧ, ПФ) С НЕЗАВИСИМОЙ ПОДСТРОЙКОЙ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ.....	192
Ю.В. Юханов, И.А. Алшимайсаев 5G ДВУХДИАПАЗОННАЯ ПРЯМОУГОЛЬНАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА С ДВУМЯ ТРАВЛЕНИЯМИ И ВЕРХНИМ ШЕСТИГРАННЫМ ВЫРЕЗОМ НА КОНЦЕ CPW FED	206
А.В. Логунов, А.Л. Береснев ИССЛЕДОВАНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ, ИЗЛУЧАЕМЫХ АВТОМОБИЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ.....	212
В.П. Можайцев, Д.В. Семенихина ВОЗДЕЙСТВИЕ ПОРТАТИВНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ НА БОРТОВОЕ ОБОРУДОВАНИЕ ВОЗДУШНОГО СУДНА	222
А.Н. Зикий, П.Н. Зламан, А.В. Помазанов БАЛАНСНЫЙ СМЕСИТЕЛЬ	234

CONTENT

SECTION I. MODELING OF PROCESSES AND SYSTEMS

V.M. Glushan APPLICATION OF GRAPH MODELS IN SOLVING PRACTICAL PROBLEMS OF EDUCATION AND SPORT	7
T.A. Bednaya, S.P. Konovalenko MODELING THE PROPERTIES OF GAS SENSOR MATERIALS BASED ON COBALT-CONTAINING POLYACRYLONITRILE USING REGRESSION ANALYSIS AND NEURAL NETWORKS	22
N.K. Poluyanovich, M.N. Dubyago CONTROL OF THE CAPACITY OF THE POWER GRID IN THE TASKS OF FORECASTING THE ELECTRICAL LOAD	31
M.N. Maksimov, S.M. Maksimova, R.V. Sklifus ON THE STABILITY OF THE FOUR-POLE POINCARÉ-STEKLOV FOR SOLVING TASKS OF HARDWARE IN THE LOOP MODELING OF SYSTEMS.....	43
V.I. Danilchenko, Y.V. Danilchenko, V.M. Kureichik DEFINITION OF FUZZY CONDITIONS AND ANALYSIS OF EXISTING SOLUTIONS TO THE PROBLEM OF EVACUATION IN EMERGENCY SITUATIONS	53
I.I. Levin, D.A. Sorokin, A.V. Kasarkin PERSPECTIVE ARCHITECTURE OF DIGITAL PHOTONIC COMPUTER	61

SECTION II. INFORMATION PROCESSING ALGORITHMS

I.I. Levin, A.V. Podoprigora METHOD OF PARALLELIZATION ON BASIC MACRO OPERATIONS FOR PROCESSING LARGE SPARSE UNSTRUCTURED MATRIXES ON RCS	72
A.A. Belevtsev, A.M. Belevtsev, V.A. Balyberdin ON TECHNOLOGY TRENDS AND TECHNOLOGY PRIORITIES ESTIMATION METHODS RESEARCH.....	84
N.A. Budko OPTIMIZATION METHOD FOR GESTURE CLASSIFIER.....	95
I.L. Shcherbov STUDY OF THE AREA OF DETERMINATION OF PARAMETERS OF THE BASIS FUNCTION OF TWO ARGUMENTS IN CONSTRUCTING THE Λ -ORTHOGONAL BASIS FUNCTION.....	106
P.S. Serdyukov, K.E. Romyantsev METHODS OF OBTAINING INFORMATION ABOUT THE THREE-DIMENSIONAL SCENE TO SOLVE PROBLEMS OF DETERMINING THE SPATIAL POSITION OF OBJECTS WITH A REGULAR STRUCTURE.....	117
A.A. Maryev ON THE APPLICABILITY OF FAST DIGITAL BEAM FORMING METHOD FOR SONAR SYSTEMS WITH COMPLEX SIGNALS.....	129
Almashaal Mohammad Jalal TO ESTIMATION OF ATTRACTION AREA OF EQUILIBRIUM OF NONLINEAR CONTROL SYSTEMS	140
S.V. Polikarpov, V.A. Prudnikov, K.E. Romyantsev STUDY OF THE MINIVERSION PROPERTIES IN THE PSEUDO-RANDOM FUNCTION PCOLLAPSER.....	148
V.P. Fedosov, A.I. Prikhodchenko RANK PROCESSING OF VIBRATION SENSOR SIGNALS FOR SIGNALING THE LANDING OF A AMPHIBIOUS AIRCRAFT UNDER CONDITIONS OF A PRIORI UNCERTAINTY	163

**SECTION III. ELECTRONICS, NANOTECHNOLOGY
AND INSTRUMENTATION**

A.O. Kasyanov EM POLARIZERS BASED ON PRINTED GRATINGS OF MEANDER LINES AT MICROWAVES	172
D.Y. Denisenko, N.N. Prokopenko, Yu.I. Ivanov A FAMILY OF SECOND-ORDER ACTIVE RC FILTERS (LPF, HPF, BPF) WITH INDEPENDENT ADJUSTMENT OF THE MAIN PARAMETERS	193
Yu.V. Yukhanov, I.A. Alshimaysawe A 5G DUAL-BAND RECTANGULAR MICROSTRIP ANTENNA WITH TWO ETCHES AND UPPER HEXAGONAL END CUT CPW FED.....	207
A.V. Logunov, A.L. Beresnev VIBRATION MONITORING OF INTERNAL COMBUSTION ENGINE.....	213
V.P. Mozhaytsev, D.V. Semenikhina IMPACT OF PORTABLE ELECTRONIC DEVICES ON AIRCRAFT AVIONICS	223
A.N. Zikiy, P.N. Zlaman, A.V. Pomazanov BALANCED MIXER	235

Раздел I. Моделирование процессов и систем

УДК 681.3.068:796.01

DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-6-21

В.М. Глушань

ПРИМЕНЕНИЕ ГРАФОВЫХ МОДЕЛЕЙ ПРИ РЕШЕНИИ ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАДАЧ ОБРАЗОВАНИЯ И СПОРТА

Статья является обобщением некоторых работ автора, подготовленных им как индивидуально, так и в соавторстве с коллегами. В статье показано, как теория графов может применяться, казалось бы, в таких различных областях как образование и спорт. В первом случае графовая модель использована для формулировки и решения задачи составления оптимальных тестовых заданий (билетов). Задача составления оптимальных тестовых заданий формулируется как задача разрезания (разбиения) графа $G(N, R)$ на подграфы $G_i(N_i, R_i)$. Исходный граф $G(N, R)$ разбивается на заданное число K подграфов $G_i(N_i, R_i)$, где $i \in K$, так, чтобы сложность каждого задания была одинакова и в каждом задании находилось минимальное число вопросов из одной и той же темы. Особенности формулировки приведенной задачи порождают множество эвристических алгоритмов ее решения. В статье рассматривается следующая эвристика: каждое тестовое задание формируется последовательно, а каждый очередной вопрос помещается в текущее тестовое задание, если его оценка является ближайшей к относительной величине разности средней сложности тестовых заданий и суммарной сложности тех вопросов, которые уже включены в данное тестовое задание, к сумме вопросов, которое осталось включить в задание. Представлены алгоритмы и результаты их программных реализаций, с помощью которых проведены исследования по оптимальному формированию тестовых заданий, предназначенных для контроля знаний обучаемых. Анализируются различные эвристики, позволяющие осуществлять оптимизацию тестовых заданий. Во втором случае показано, что турнирные таблицы для проведения спортивных мероприятий также могут быть представлены графовыми моделями. Формально задача жеребьевки, как и в случае формирования тестовых заданий, сводится к задаче разбиения графа на подграфы, каждый из которых будет соответствовать одной из групп в турнирной таблице. При этом каждая вершина графа соответствует рейтингу определенного участника турнира. Ребрами графа отображаются отношения между участниками – наличие ребра говорит о том, что соответствующие участники являются представителями одной ассоциации или клуба. Опираясь на эти модели, приводятся описания разработанных алгоритмов и результаты их программных реализаций по оптимальному формированию турнирных таблиц, используемых при проведении соревнований на примере настольного тенниса. Анализируются эвристики для одно и двухкритериальной оптимизации построения турнирных таблиц. Общность и преемственность в алгоритмах формирования турнирных таблиц и последовательного распределения вопросов в тестовых заданиях проявляется в использовании не только графовых моделей, но и одних и тех же аналитических соотношений, для формализации используемых эвристик.

Графовые модели; тестовые задания; жеребьевка; турнирная таблица.

V.M. Glushan

APPLICATION OF GRAPH MODELS IN SOLVING PRACTICAL PROBLEMS OF EDUCATION AND SPORT

The article is a generalization of some of the author's works, prepared by him both individually and in collaboration with colleagues. The article shows how graph theory can be applied, it would seem, in such diverse areas as education and sports. In the first case, the graph model is used to formulate and solve the problem of compiling optimal test tasks (tickets). It is formulated as a problem of cutting (partitioning) the graph $G(N, R)$ into subgraphs. The original graph $G(N, R)$ is divided into a given number K of subgraphs where the same topic. The peculiarities of the formulation of the given problem give rise to many heuristic algorithms for its solution. The following heuristic is considered in the article: each test task is formed sequentially, and each next question is placed in the current test task if its score is the closest to the relative value of the difference between the average complexity of test tasks and the total complexity of those questions that are already included in this test task, to the amount of questions left to include in the task. Algorithms and results of their software implementations are presented, with the help of which studies were carried out on the optimal formation of test tasks designed to control the knowledge of trainees. Various heuristics are analyzed that allow optimization of test tasks. In the second case, it is shown that tournament tables for sporting events can also be represented by graph models. Formally, the task of drawing lots, as in the case of the formation of test tasks, is reduced to the task of splitting the graph into subgraphs, each of which will correspond to one of the groups in the tournament table. In addition, each vertex of the graph corresponds to the rating of a certain participant in the tournament. The edges of the graph show the relationship between the participants – the presence of an edge indicates that the corresponding participants are representatives of the same association or club. Based on these models, descriptions of the developed algorithms and the results of their software implementations for the optimal formation of tournament tables used in competitions on the example of table tennis are given. Heuristics are analyzed for one- and two-criteria optimization of tournament tables construction. The commonality and continuity in the algorithms for the formation of tournament tables and the sequential distribution of questions in test tasks is to use not only graph models, but also the same analytical relationships to formalize the heuristics used.

Graph models; test tasks; draw; tournament table.

Введение. Теория графов находит широкое применение в алгоритмизации самых разнообразных задач [1–3]. Данная статья является попыткой некоторого обобщения работ автора, в которых строятся алгоритмы, опирающиеся на графовые модели, для решения оптимизационных задач из области образования и спорта. Существенный подъем применения информационных технологий в области образования отмечается с конца XIX-го начала XX-го веков. В это время особенно интенсивно разрабатываются компьютерные средства обучения [4] и программно-аппаратные средства для контроля знаний обучаемых [5–8].

Статьи [9–11] посвящены разработке и исследованию алгоритмов для оптимизации тестовых заданий, используемых для контроля знаний обучаемых. В статьях [12–15] рассматриваются вопросы автоматизированного построения турнирных таблиц. На некоторые программы, реализующих алгоритмы, получены соответствующие свидетельства [16, 17].

Алгоритмы построения тестовых заданий. Контроль и оценка знаний – важное мероприятие любого процесса обучения. Для его реализации, как правило, составляются тестовые задания (билеты), которые предъявляются обучаемым. Каждое задание состоит из нескольких вопросов и соответствующим образом сформированных ответов на каждый вопрос задания. При составлении заданий возникает множество психолого-педагогических и дидактических проблем. Одной из них является проблема соблюдения принципа «справедливости». Эта проблема возникает, как правило, по двум причинам: 1) в связи с различной сложностью вопросов, изучаемых практически в любом предмете и 2) с необходимостью расщепления вопросов по заданиям, т.е. в каждом задании нежелательно поме-

шать вопросы из одного и того же раздела изучаемого предмета. Для решения этой проблемы предлагаются различные алгоритмы. В [9] предложен и исследован алгоритм, основанный на графовой модели, формулировка которой приведена ниже.

Пусть имеется множество вопросов $N = \{1, 2, 3, \dots, n\}$, по которым должны контролироваться знания обучаемых, задана сложность каждого вопроса, выраженная в некоторой ξ -бальной системе $\Xi = \{1, 2, 3, \dots, \xi\}$. Отношение принадлежности вопросов к одному и тому же разделу предмета задается матрицей смежности некоторого графа $G(N, R)$, в котором N – множество вопросов (множество вершин графа), R – множество всех подмножеств ребер графа. Каждое подмножество отображает принадлежность вопроса к какой-либо одной теме (если вопросы принадлежат к одной теме, то в целом графе $G(N, R)$ они отображаются полностью связным подграфом).

Сформулируем задачу составления оптимальных тестовых заданий (билетов) как задачу разрезания (разбиения) графа $G(N, R)$ на подграфы $G_i(N_i, R_i)$. Исходный граф $G(N, R)$ необходимо разбить на заданное число K подграфов $G_i(N_i, R_i)$, где $i \in K$ так, чтобы сложность каждого задания (билета) была одинакова и в каждом задании (билете) находилось минимальное число вопросов из одной и той же темы. При этом должны выполняться условия:

$$G(N, R) \neq \emptyset; \quad (1)$$

$$G(N, R) \cap_{i=j} G(N, R) = 0; \quad (2)$$

$$\bigcup_{i=1}^K G(N, R) = G(N, R); \quad (3)$$

$$\sum_{i=1}^K N = N. \quad (4)$$

Условие (1) означает, что каждый подграф не должен быть пустым (в терминах вопросов и заданий это означает, что каждый вопрос должен быть распределен в какое-то задание); условие (2) означает, что пересечение подграфов должно быть равным нулю, т.е. ни одна вершина не может принадлежать более чем одному подграфу (каждый вопрос должен входить только в одно задание); условие (3) означает, что объединение всех подграфов есть сам граф и, наконец, условие (4) означает, что все вопросы должны быть распределены по заданиям.

Существует большое разнообразие формулировок графовых задач. Однако формулировка каждой задачи содержит и специфические различия, определяющих алгоритмическую сложность решения индивидуальной задачи. Формулировка приведенной задачи обладает двумя особенностями: 1) сложность каждого задания (билета) должна быть одинакова или, по крайней мере, иметь минимальную дисперсию, 2) в каждое задание должны входить вопросы из разных тем или, по крайней мере, таких вопросов должно быть минимальное количество.

Особенности формулировки приведенной задачи порождают множество эвристических алгоритмов ее решения. Здесь рассматривается следующая эвристика: каждое тестовое задание формируется последовательно, а каждый очередной вопрос помещается в текущее тестовое задание, если его оценка является ближайшей к относительной величине разности средней сложности тестовых заданий и суммарной сложности тех вопросов, которые уже включены в данное тестовое задание, к сумме вопросов, которое осталось включить в задание.

Приведенную эвристику представим в формализованном виде. Все тестовые задания заполняются последовательно вопросами из множества вопросов $V = \{v_1, v_2, \dots, v_n\}$. Каждому вопросу соответствует бальная оценка из множества

оценок $C = \{c_1, c_2, \dots, c_n\}$. В каждое задание включается одинаковое число вопросов, равное величине $|V|/|T|$, где $T = \{t_1, t_2, \dots, t_m\}$ – множество тестовых заданий. В основу выбора очередного вопроса в тестовое задание t_i положена следующая эвристика. Для всех еще нераспределенных к i -му шагу вопросов $v \in T_i = |T| - |T_{i-1}|$ выбирается такой вопрос t_i , бальная сложность которого равна или меньше всего отличается от величины

$$\tilde{c}_i = \frac{(Q - g_{i-1})m}{n - m(i-1)},$$

где Q – расчетная средняя бальная оценка сложности одного задания, определяемая по формуле

$$Q = \frac{\sum_{i=1}^n c_i}{m},$$

g_{i-1} – сумма бальных оценок вопросов, уже вошедших в задание и рассчитываемая по формуле

$$g_{i-1} = \sum_{c_j \in C_{i-1}} c_j.$$

Таким образом, значение величины \tilde{c} определяет тот вопрос, бальная оценка которого наиболее благоприятна для включения в формируемое на i -м шаге тестовое задание.

Для экспериментального исследования первого варианта последовательного алгоритма, блок-схема которого приведена в [9], был разработан программный код. С его помощью были проведены три серии экспериментов по формированию тестовых заданий (билетов), включающих 5, 8 и 10 вопросов соответственно. Бальная оценка вопросов варьировалась в двух диапазонах: от 1 до 5 и от 1 до 10, которая устанавливалась случайно в заданных диапазонах. Некоторые результаты исследований приведены ниже в табл. 1. В качестве наглядного примера на рис. 1 приведена, построенная по экспериментальным данным диаграмма распределений 43 вопросов по 5 билетам при суммарной оценке всех вопросов в 235 баллов и по 8 вопросам в каждом билете, а на рис. 2 – диаграмма распределений тех же вопросов по 21 билету и по 2 вопроса в каждом билете.

Таблица 1

Результаты формирования заданий

Цена вопроса Количество вопросов	Дисперсия = 0			
	Количество заданий	5	8	10
	Номер эксперта	Номер и цена задания 1 2 3 4 5	Номер и цена задания 1 2 3 4 5 6 7 8	Номер и цена задания 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10
(1-5) 45	1	25 27 25 26 24	14 15 14 14 15 14 12	11 12 11 12 9 11 10 11 12 12
	2	25 27 24 27 24	14 17 18 18 17 18 18 16	10 8 12 11 12 8 12 8 10 11
	3	26 24 26 25 25	15 15 14 13 16 14 13 16	12 13 11 13 14 13 14 13 14 13
(1-10) 45	1	44 44 44 43 44	-	-
	2	44 42 47 42 41	-	-
	3	42 39 40 43 39	-	-
(1-10) 90	1	105 99 104 101 98	-	-
	2	97 95 97 96 94	-	-
	3	98 98 94 99 92	-	-

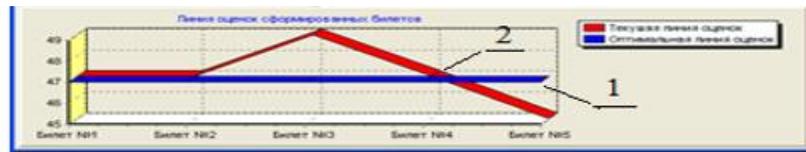


Рис. 1. Диаграмма распределений вопросов в 5 билетов

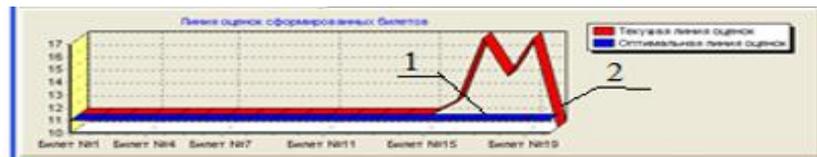


Рис. 2. Диаграмма распределений вопросов в 21 билет

Из приведенных на рисунках диаграмм можно сделать вывод, что при распределении вопросов на малое число билетов с достаточно большим числом вопросов в каждом билете (рис. 1) отклонение линии диаграммы (отмеченной цифрой 2) от оптимального равномерного распределения (отмеченного цифрой 1) не превышает двух баллов или 4,3% (билеты 3 и 5). Из рис. 2 видно, что при распределении вопросов на большое число билетов (в данном случае на 21 и лишь с 2-мя вопросами в билете) оценки сложности билетов от 1-го до 14-го совпадают с теоретически оптимальным значением. Однако среди сформированных билетов в конце работы программы имеются такие (билеты 16 и 18), которые отличаются от теоретически оптимальных на 6 баллов, что составляет 54%. Такой разброс (дисперсия) тестовых заданий связан с негативной особенностью последовательного алгоритма и может быть объяснено тем, что вопросы с небольшими значениями оценок в базе данных закончились на 14-м билете, поэтому алгоритм был вынужден выбрать вопросы с оставшимися большими балльными значениями оценок.

Отмеченный недостаток первого варианта последовательного алгоритма привел к необходимости его устранения. В связи с этим был разработан модифицированный вариант последовательного алгоритма [10] и две модификации параллельного алгоритма [11]. В первой модификации параллельного алгоритма все тестовые задания предлагается формировать одновременно (параллельно). В этом случае на каждом шаге работы такого алгоритма все тестовые задания будут получать по одному вопросу одновременно. Тогда к концу процесса формирования тестовых заданий в неблагоприятной ситуации окажется не одно, два последних задания, а все задания. Но такая неблагоприятная ситуация окажется сглаженной, распределенной по всем заданиям. В конечном итоге, это позволит, если не полностью избежать, то, по крайней мере, уменьшить неравномерность распределения вопросов по заданиям.

Сущность второй модификации состоит в том, чтобы сложность \tilde{c}_i следующего вопроса, который должен войти в формируемое тестовое задание, не рассчитывать, как это делается в последовательном алгоритме, а брать вопрос наибольшей сложности из еще нераспределенных вопросов. Отсюда очевидно, что параллельное распределение вопросов следует начинать с самых сложных вопросов и заканчивать самыми легкими.

Действительно, распределив сначала самые сложные вопросы по тестовым заданиям, затем будет легче варьировать самыми легкими вопросами (т.е. с самой низкой балльной оценкой) для достижения сбалансированности суммарной сложности задания. В процессе распределения вопросов целесообразно также учитывать, в какое задание нужно распределить самый сложный вопрос на n -м шаге, а после этого целесообразно отсортировать порядок распределения по заданиям оставшихся вопросов.

Результаты экспериментальных исследований алгоритмов. Для установления более объективной оценки рассмотренных алгоритмов проведено их исследование для различных исходных данных. В качестве исходных данных в исследованиях использовалось различное число вопросов, различное число билетов, различные оценки сложности вопросов, а также различное число изучаемых тем. Проведено 3 серии экспериментов. В каждой серии сложности вопросов генерировались случайно, поэтому в приведенных ниже таблицах указывается лишь математическое ожидание сложности всех участвующих в эксперименте тестовых заданий. Проведение экспериментов преследовало две цели. Первая цель состояла в установлении дисперсии сложности сформированных тестовых заданий тремя предложенными алгоритмами. Целью второй серии экспериментов является установление временной сложности алгоритмов.

Для достижения первой цели в экспериментах варьировались условия их проведения в каждой серии. Эксперименты выполнялись в соответствии с заданными условиями табл. 2, 3 и 4, а результаты экспериментов представлены соответственно на рис. 3, 4 и 5.

Таблица 2

Данные к первой серии экспериментов

Кол-во заданий	Кол-во вопросов в задании	Макс. сложность вопроса	Кол-во тем	Мат. ожидание	Дисперсия результатов для алгоритмов		
					Последовательный	Параллельный	Оптимизированный
5	5	5	1	14,4	1,84	0,24	0,24
5	5	5	1	12,4	0,64	0,64	0,24
5	5	5	1	11,4	2,24	0,24	0,24
5	5	5	1	14,6	1,84	0,64	0,24
5	5	5	1	13,6	0,24	0,24	0,24

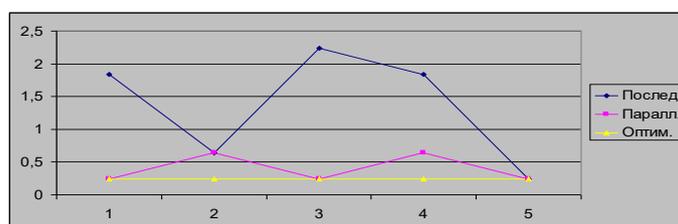


Рис. 3. Дисперсия результатов по данным табл. 2

Таблица 3

Данные ко второй серии экспериментов

Кол-во заданий	Кол-во вопросов в задании	Макс. сложность вопроса	Кол-во тем	Мат. ожидание	Дисперсия результатов для алгоритмов		
					Последовательный	Параллельный	Оптимизированный
5	5	5	5	10,8	2,16	1,36	0,16
5	5	5	5	9,8	0,56	0,16	0,16
5	5	5	5	12,6	1,84	0,24	0,24
5	5	5	5	14,2	2,96	0,96	0,16
5	5	5	5	14,6	1,04	0,64	0,24

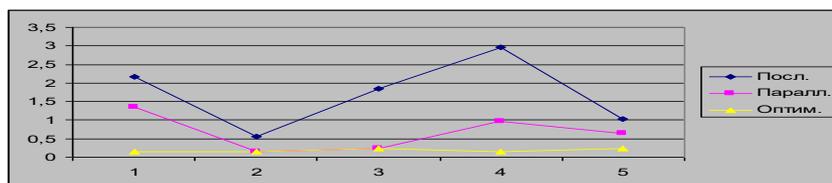


Рис. 4. Дисперсия результатов по данным табл. 3

Таблица 4

Данные к третьей серии экспериментов

Кол-во билетов	Кол-во вопросов в билете	Макс. сложность вопроса	Кол-во тем	Мат. ожидание	Дисперсия результатов для алгоритмов		
					Последовательный	Параллельный	Оптимизированный
15	10	10	5	49,13	4,51	3,44	0,11
15	10	10	5	50,2	4,63	3,22	0,16
15	10	10	5	57	5,86	3,46	0
15	10	10	5	47,8	2,96	2,82	0,16
15	10	10	5	57	3,73	3,2	0

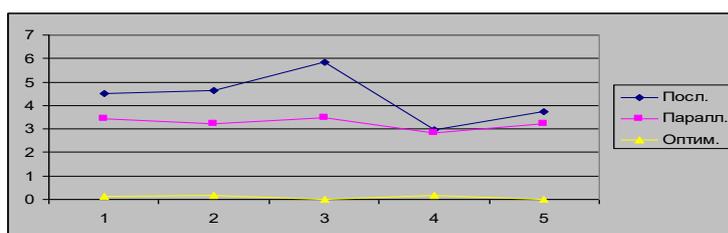


Рис. 5. Дисперсия результатов по данным табл. 4

Для достижения второй цели в код программы был инжектирован модуль оценки временной сложности алгоритма, с помощью которого фиксировалось время работы алгоритма при увеличении количества заданий и количества вопросов в них, максимально возможной сложности задания и принадлежности вопросов определенным темам. Серия экспериментов состояла из нескольких групп, а каждая группа формировала тестовые задания последовательным, параллельным и оптимизированным алгоритмами. Результаты экспериментов обрабатывались с помощью пакета программ MathCad. Ниже приведены две наиболее репрезентативные группы из второй серии экспериментов.

Количество заданий в первой группе экспериментов изменялось от 20 до 30, количество вопросов в задании изменялось с 10 до 25, максимальная сложность вопроса оценивалась в 10 баллов, деление на темы отсутствовало. По оси абсцисс откладывалось количество заданий, а по оси ординат – абсолютное время в миллисекундах. При этом в диапазоне изменения количества заданий от 20 до 30 строились реальные зависимости, а в диапазонах от 0 до 20, и от 30 до 70 зависимости предсказывались путем экстраполяции пакетом программ MathCad. Такой подход был использован, с одной стороны, с целью сокращения объема экспериментальных исследований, а с другой стороны, с целью выявления тенденции изменения временной сложности алгоритмов в зависимости от соотношения числа заданий и

числа вопросов в них. В связи с этим на приведенных ниже рис. 6–11 выделяются три облака точек. Пунктирная кривая является усредненным значением тенденции изменения сложности соответствующего алгоритма в зависимости от соотношения числа заданий и числа вопросов.

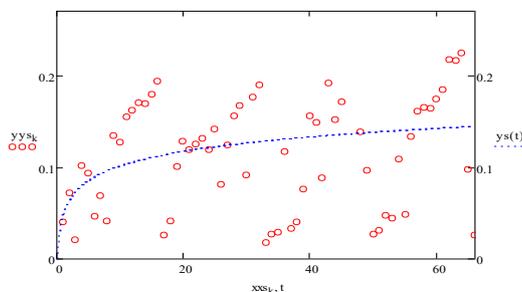


Рис. 6. Последовательный алгоритм без деления на темы

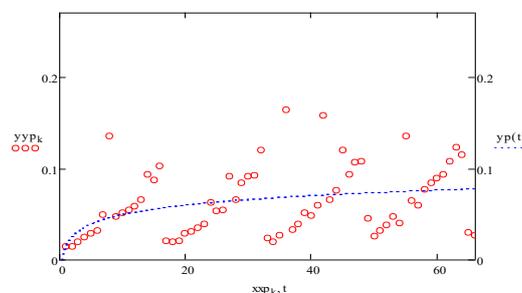


Рис. 7. Параллельный алгоритм без деления на темы

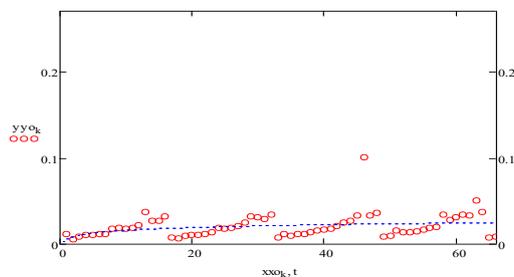


Рис. 8. Оптимизированный алгоритм без деления на темы

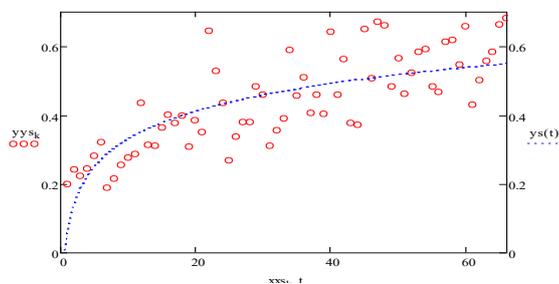


Рис. 9. Последовательный алгоритм, деление вопросов на 10 тем

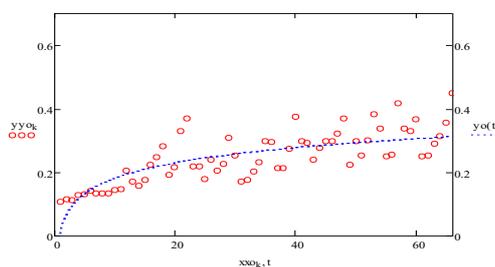


Рис. 10. Параллельный алгоритм, деление вопросов на 10 тем

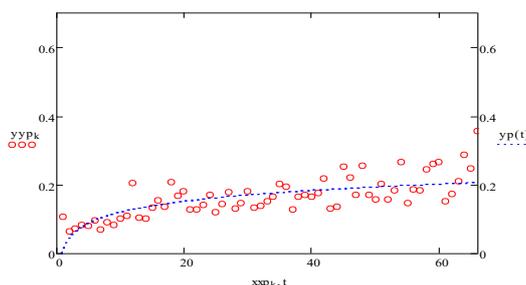


Рис. 11. Оптимизированный алгоритм, деление вопросов на 10 тем

Проведенные исследования показывают, что последовательный алгоритм распределения вопросов по билетам является, как и следовало ожидать, достаточно быстрым. Но результат его работы приводит к непредсказуемо большой дисперсии сложности билетов. Получение более качественных результатов относительно дисперсии сложности билетов возможно с помощью параллельного алгоритма. Однако она является все еще достаточно высокой. Оптимизированный алгоритм обладает значительно меньшей дисперсией, позволяющей формировать тестовые задания с практически равной сложностью при удовлетворительных временных характеристиках. Это стало главной предпосылкой для использования оптимизированного алгоритма в основе модуля формирования тестовых заданий, являющегося важной составной частью автоматизированного рабочего места преподавателя [18, 19].

Алгоритмы построения турнирных таблиц. Информационные технологии получили чрезвычайно широкое распространение в виде создания веб-сайтов. Не стали исключением в этом смысле и спортивные соревнования. Примеры таких веб-сайтов представлены в [20, 21]. В первом из них представлено программное обеспечение для самых разнообразных спортивных соревнований. Наиболее известной в нашей стране является компания «Исток системы» [21], которая занимается как созданием, так и распространением программ компьютерной поддержки спортивных мероприятий. Так, например, программа «Турнир НТ» создана для помощи судьям и организаторам турниров по настольному теннису. Она позволяет при проведении турнира обойтись без бумажных таблиц. За счет встроенных формул и макросов она автоматизирует многие операции, как при распределении игроков, так и при заполнении протоколов турнира. Однако в этой системе практически не используются методы оптимизации автоматизированного формирования турнирных таблиц.

В то же время, любому спортивному мероприятию по игровым видам спорта предшествует кропотливый и достаточно трудоемкий подготовительный этап проведения жеребьевки. Цель жеребьевки – формирование турнирной таблицы. Особое значение это имеет для тех видов спорта, в которых принимает участие большое количество игроков из разных регионов. В этих случаях цель жеребьевки со-

стоит в том, чтобы рассеять игроков по разным группам таким образом, чтобы все группы имели примерно одинаковый суммарный рейтинг, т.е. были равными по силам, и при этом в каждую группу входили игроки из разных регионов. Ситуация значительно усложняется, когда от одного региона заявки на участие в турнире подали несколько его представителей. Таких участников необходимо распределить в различные отборочные группы. Таким образом, задача становится двухкритериальной: первый критерий – суммарный рейтинг групп (он должен быть по возможности одинаковым), второй критерий – распределение участников турнира по группам из одного региона (оно должно быть равномерным). Решение такой задачи уже требует специфичных алгоритмов. Среди видов спорта, в которых такая ситуация типична, является настольный теннис.

Формально задачу жеребьевки можно свести к известной математической задаче разбиения графа на подграфы, каждый из которых будет соответствовать одной из групп в турнирной таблице. Каждая вершина графа имеет вес, характеризующий рейтинг определенного участника. Ребрами графа отображаются отношения между участниками – наличие ребра говорит о том, что соответствующие участники являются представителями одной ассоциации или клуба. Пример графовой модели данной задачи приведен на рис. 12.

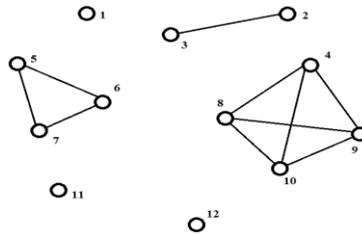


Рис. 12. Пример графовой модели для задачи жеребьевки

На приведенном рисунке цифрами обозначены номера участников турнира. В данном случае их 12, объединенных в 6 компонент, число которых отображает число различных ассоциаций (клубов):

$$s_1 = \{1\}, s_2 = \{2, 3\}, s_3 = \{5, 6, 7\}, s_4 = \{4, 8, 9, 10\}, s_5 = \{11\}, s_6 = \{12\}.$$

Такой граф является симметрическим, а каждая компонента является кликой графа, т.е. полно связным подграфом, и при этом выполняется условие транзитивности: если A и B – одноклубники, A и C – одноклубники, то B и C также являются одноклубниками.

Математическую модель задачи можно представить либо в виде матрицы смежности графа $D = \|d_{ij}\|$, либо в виде матрицы инцидентий $S = \|s_{ik}\|$ и вектором $P = \{p_1, p_2, \dots, p_n\}$, где p_i – рейтинг i -го участника. В первом случае матрица смежности D является квадратной с размерностью $n \times n$ элементов, а $d_{ij} = 1$, если участник с номером i является одноклубником с участником под номером j , иначе $d_{ij} = 0$. Во втором случае матрица инцидентий S имеет меньшую прямоугольную размерность $n \times k$.

Цель такой задачи разбиения состоит в получении непересекающихся подграфов (т.е. когда одна вершина не может принадлежать более, чем одному подграфу), чтобы число внутренних связей между вершинами было минимально или, соответственно, число внешних связей было максимально.

Рассмотрим подходы и приемы, которые сейчас используются в реальных случаях ручного проведения жеребьевки для построения эффективных алгоритмов автоматизированного формирования турнирных таблиц.

Самый распространенный способ ручной жеребьевки основан на так называемом посеве змейкой. Он осуществляется следующим образом. Сначала все игроки упорядочиваются по рейтингу. Затем, начиная с игрока с наивысшим рейтингом, последовательно по мере убывания рейтинга игроков их атрибутами (данными об игроках) заполняются первые m мест, начиная с 1-ой по m -ю группу. Следующими по рейтингу m игроками продолжают заполнение вторых мест во всех группах, начиная с m -ой группы и заканчивая 1-ой группой. Очередными m игроками продолжают заполнение третьих мест во всех группах, снова начиная с 1-ой группы и заканчивая m -ой группой. Такой посев змейкой продолжают до тех пор, пока не заполнятся все места во всех группах. Качественно этот процесс представлен табл. 5 и 6.

Таблица 5

Направления посева змейкой

Гр.1	Гр.2	Гр.3	Гр.4	Гр.5
→	→	→	→	→
←	←	←	←	←
→	→	→	→	→
←	←	←	←	←

Таблица 6

Пример посева змейкой

20	19	18	17	16
11	12	13	14	15
10	9	8	7	6
1	2	3	4	5
42	42	42	42	42

Табл. 5 демонстрирует процесс посева змейкой, а табл. 6 – равенство сумм всех чисел в каждом столбце, если каждое последующее число в таблице отличается от предыдущего на постоянную величину. Наибольшая применимость посева змейкой объясняется именно тем, что он формирует примерно одинаковые по силе группы.

Формально, используя понятие инверсных (обратных) чисел, нетрудно показать, что если рейтинги участников понижаются от максимального до минимального на постоянную величину и при четном числе строк, то суммарные рейтинги всех групп будут одинаковыми. Для простоты будем считать, что имеется некоторая ограниченная убывающая последовательность натуральных чисел $R = \{r_1, r_2, \dots, r_k\}$. Для любого числа этой последовательности существует инверсное число $r \in R$, определяемое следующим образом

$$\bar{r} = r_1 + r_k - r. \tag{5}$$

Каждую пару строк табл. 2 с записанными в их ячейках рейтингами в общем виде развернем в одну строку удвоенной длины, где m это число групп. Тогда для первой пары строк мы получим развертку – рис. 13.

r	$r - \Delta$	$r - 2r$	$r - 3r$...	$r - (2m-2) \Delta$	$r - (2m-2) \Delta$
-----	--------------	----------	----------	-----	---------------------	---------------------

Рис. 13. Развертка двух соседних строк при посеве змейкой

В соответствии с рис. 13 для каждого из первых m чисел инверсными будут последние m чисел, но в обратном порядке. Исходя из представления инверсного числа формулой (5), ясно, что суммы всех прямых и инверсных чисел одинаковы. Причем первое прямое число и инверсное ему последнее число входят в первый столбец табл. 1, второе прямое число и предпоследнее число входят во второй столбец и т.д. Развернув аналогично вторую пару строк табл. 2, мы получим также одинаковые суммы соответствующих прямых и инверсных чисел. В конечном итоге, сумма чисел во всех столбцах будет одной и той же.

Жеребьевка с посевом змейкой находит широкое применение в организации турниров, в которых от каждого региона заявлено только по одному участнику. Ситуация значительно усложняется, когда от одного региона заявки на участие в турнире подали несколько его представителей. Необходимость учета регионального фактора вытекает из того, что часто в списке участников соревнований находятся игроки, которые имеют потенциально общие интересы. Например, какие-то участники представляют один клуб или одну школу в городских соревнованиях; один город в областных соревнованиях; один регион во всероссийских соревнованиях; одну страну в международных соревнованиях. Чтобы избежать любых попыток к сговору, таких, например, как: участник, который потерял шансы на выход из отборочной группы намеренно проигрывает своему одноклубнику, чтобы повысить его шансы на выход из отборочной группы. Таких участников необходимо распределить в различные отборочные группы [22]. Таким образом, задача становится двухкритериальной: первый критерий – суммарный рейтинг групп (он должен быть по возможности одинаковым), второй критерий – распределение участников турнира по группам из одного региона (оно должно быть равномерным). Решение такой задачи уже требует специфических алгоритмов.

В [12] предложен и проанализирован числовой критерий равномерности распределения участников турнира по группам, который имеет вид

$$K_p = \sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^m (a_{ij})^2 / m,$$

где m – число групп, l – число участников в группах, a_{ij} – число участников из i -го региона в j -й группе. В цитированной работе также построена и исследована компримиссная аддитивная целевая функция. Она имеет следующий вид

$$F = \alpha_1 \frac{K_{p,max}}{K_{p,min}} + \alpha_2 \frac{\Delta}{0,1R} \rightarrow \min,$$

где $K_{p,min}$ и $K_{p,max}$ – соответственно минимальный и текущий (расчетный) критерии равномерности, α_1 и α_2 – весовые экспертные оценки, в сумме равные единице, Δ – разность между наибольшим и наименьшим суммарным рейтингом двух групп.

В статье [13] предложен один из возможных вариантов последовательного алгоритма автоматизированного построения турнирных таблиц с оптимизацией по двум критериям. Блок-схема этого алгоритма приведена на рис. 14. В приведенной блок-схеме A – турнирная таблица (A_{ij} – j -й игрок i -й группы), $S = S \setminus S_d$ – исключение d -го игрока из S , $|S|$ – мощность множества, т.е. количество игроков в нем, $x \bmod y$ – операция деления x по модулю y , $|i-1|$ – модуль значения $i-1$. По приведенному алгоритму был разработан программный код на языке $C\#$ в среде разработки Microsoft Visual Studio 2012.

На рис. 15 приведен один из результатов работы алгоритма.

В программу заложены дополнительные возможности добавления в таблицу при необходимости или удаления из нее по одному игроку, а также рандомизация ввода исходных данных. По предварительным оценкам компетентных членов судейской коллегии разработанный программный продукт удовлетворяет их требованиям по качеству автоматически созданных турнирных таблиц и позволяет многократно сократить время их формирования [22].

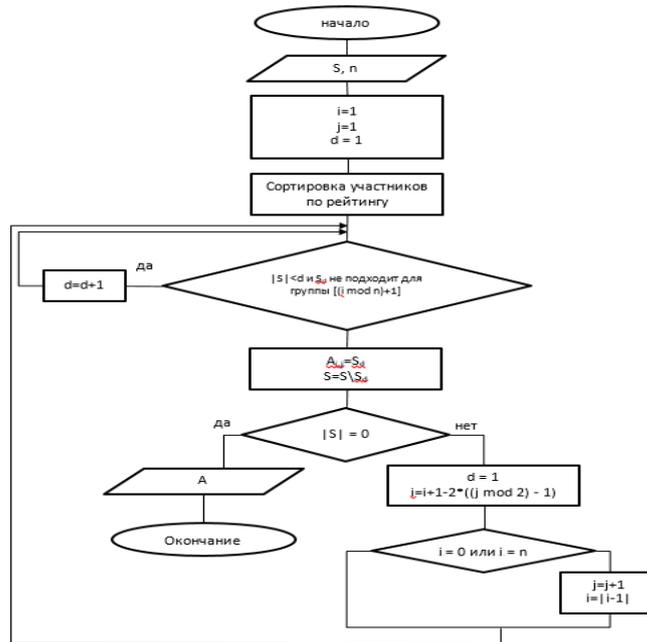


Рис. 14. Блок-схема алгоритма жеребьевки

Номер	Рейтинг	ФИО	Дата рождения	Ассоциация	Тренер
24	36	Тарасов	01.01.1980	14	
25	34	Зубицкий	01.01.1980	5	
26	31	Горбунов	01.01.1980	13	
27	30	Демин	01.01.1980	1	
28	28	Сахаров	01.01.1980	2	
29	26	Дуров	01.01.1980	6	
30	24	Кабарулин	01.01.1980	9	
31	23	Рогаткин	01.01.1980	10	
32	20	Тамилев	01.01.1980	11	
*	0		01.01.1980		

	Группа 1	Группа 2	Группа 3	Группа 4	Группа 5	Группа 6	Группа 7	Группа 8
1	Иванов.5	Сидоров.1	Петров.4	Гагарин.7	Петросян.12	Рамазанов.1	Хампель.3	Керчелеев.8
2	Пухаченко.14	Суворов.7	Бердогоин.12	Маркитан.10	Кюров.6	Миц.3	Круглов.5	Потапов.15
3	Бубличенко.2	Дюба.4	Ворошилов.9	Степанков.4	Шилин.8	Степаниди.13	Ушаков.7	Тарасов.14
4	Тамилев	Кабарулин.9	Рогаткин.10	Дуров.6	Демин.1	Сахаров.2	Горбунов.13	Зубицкий.5
* c	218	217	213	213	215	212	209	210

Рис. 15. Пример работы алгоритма жеребьевки

Общие выводы и заключение. Из приведенных на рис. 1 и 2 диаграмм распределений вопросов по билетам вытекает вывод, что последовательный алгоритм обладает существенным недостатком. Он состоит в том, что в случае распределения вопросов на большое число билетов, но с малым числом вопросов в билете, в конце работы программы могут формироваться билеты со значительной суммарной сложностью вопросов. С целью устранения этого недостатка разработан модифицированный вариант последовательного алгоритма и две модификации параллельного алгоритма наполнения билетов вопросами. Графические результаты

данных экспериментов, приведенные на рис. 3, 4 и 5, дают основание утверждать, что оптимизированный вариант параллельного алгоритма формирования билетов обладает наименьшей дисперсией и формирует билеты с практически равной сложностью. Подтверждающие результаты экспериментов, приведенные на рис. 6–11, показывают, что оптимизированный алгоритм обладает и меньшей временной сложностью. Выяснилось также, что при разбиении вопросов по темам временная сложность исследуемых алгоритмов увеличивается. Кроме того, выявилась четкая тенденция зависимости временной сложности алгоритмов от соотношения числа билетов и числа вопросов в них. При отсутствии распределения вопросов по темам для последовательного и параллельного алгоритмов наблюдается незначительный линейный рост временной сложности (не учитывая начальный участок). Оптимизированный же алгоритм в этом случае дает практически постоянные результаты. Таким образом, в данных исследованиях оптимизированный алгоритм проявил абсолютно лучшие результаты.

Общность и преемственность в алгоритмах формирования турнирных таблиц и последовательного распределения вопросов по билетам состоит не только в использовании графовых моделей, но и одних и тех же соотношений, приведенных на странице 5 данной статьи.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Кристофидес К.* Теория графов. Алгоритмический подход. – М.: Изд-во «Мир», 1978. – 432 с.
2. *Оре О.* Теория графов. – 2-е изд. – М.: Наука, Глав. ред. Физмат. лит-ры, 1980. – 336 с.
3. *Нечепуренко М.И., Попков В.К., Майнагашев С.М. и др.* Алгоритмы и программы решения задач на графах и сетях. – Новосибирск: Сиб. отд-ние, 1990. – 515 с.
4. *Башмаков А.И., Башмаков И.А.* Разработка компьютерных учебников и обучающих систем. – М.: Информационно-издательский дом «Филинь», 2003. – 616 с.
5. *Майоров А.Н.* Теория и практика создания тестов для системы образования. – М.: Интеллект-центр, 2001. – 296 с.
6. *Радчиков Н.П.* Тесты проверки знаний: этапы разработки. – Минск: РИВШ, 2007. – 30 с.
7. *Ерохин А.Л., Кольченко А.В., Патрах Т.Е., Чикина В.А.* Программный комплекс для генерации компьютерных тестирующих систем // Образование и виртуальность: Сб. научных трудов 6-й Международной конференции Украинской ассоциации дистанционного образования. – Харьков – Ялта: УАДО, 2002. – С. 323-327.
8. *Ерохин А.Л., Кольченко А.В., Струкова А.В.* Использование тестирующих систем в учебных заведениях и практических подразделениях ОВД // Право – безопасность. – 2002. – № 3. – С. 128-130.
9. *Глушань В.М., Липало Н.Н., Малютин В.А.* Оптимизация тестовых заданий при контроле знаний // Вестник Таганрогского государственного педагогического института. Естественные науки. – 2007. – № 1. – С. 72-76.
10. *Глушань В.М., Афанасьев А.Ю.* Алгоритмы оптимизации тестовых заданий // Вестник Таганрогского государственного педагогического института. Физико-математические и естественные науки. – 2010. – № 1. – С. 128-136.
11. *Афанасьев А.Ю., Глушань В.М., Карелин В.П.* Исследование алгоритмов оптимизации тестовых заданий // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2010. – № 12. – С. 203-211.
12. *Глушань В.М.* Критериальные особенности оптимального формирования турнирных таблиц // Тр. Конгресса по интеллектуальным системам и информационным технологиям «IS&IT'14». Научное издание в 4-х т. Т. 1. – М.: Физматлит, 2014. – С. 446-453.
13. *Глушань В.М., Кажаров А.А., Пономарев В.К.* Методы оптимального автоматизированного формирования турнирных таблиц // Программные продукты и системы. Международный научно-практический журнал. – 2015. – № 3 (111). – С. 226-232.
14. *Глушань В.М., Зубрицкий А.В.* Полнопереборный вариант формирования турнирных таблиц // Тр. Конгресса по интеллектуальным системам и информационным технологиям «IS&IT'16». Научное издание в 3-х т. Т. II. – Таганрог: Изд-во ЮФУ 2016. – С. 193-199.

15. Глушань В.М., Зубрицкий А.В. Алгоритм разбиения множества по его номеру на совокупность равномоощных подмножеств // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2018. – № 4 (198). – С. 59-65.
16. Глушань В.М., Афанасьев А.Ю. Оптимальный распределитель тестовых заданий. Свидетельство о государственной регистрации для ЭВМ № 2010612908.
17. Глушань В.М., Кажаров А.А. Программа оптимального размещения объектов в дискретном прямоугольном пространстве. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2015618325.
18. Глушань В.М., А.Ю. Афанасьев, Н.И. Ляценок. Концепция создания автоматизированного рабочего места (АРМ) преподавателя // Вестник Таганрогского педагогического института. Физико-математические и естественные науки. – 2011. – № 1. – С. 108-111.
19. Глушань В.М., А.Ю. Афанасьев, Н.И. Ляценок. Оптимизация вузовского образовательного процесса в среде автоматизированного обучения и контроля знаний // Вестник Таганрогского педагогического института. Физико-математические и естественные науки. – 2011. – № 1. – С. 111-116.
20. <http://www.ystok.ru/tournament/> (дата посещения: 25.08.22).
21. <https://www.qrz.ru/software/category/8.html> (дата посещения: 25.08.22).
22. Пенов Г.Г., Александров А.В., Зубарь Я.С., Кизилов А.В., Мазаев К.М., Пономарев В.К. Настольный теннис. Сборник материалов для судей. – М., 2012.

REFERENCES

1. *Kristofides K.* Teoriya grafov. Algoritmicheskiy podkhod [Graph theory. Algorithmic approach]. Moscow: Izd-vo «M r», 1978, 432 p.
2. *Ore O.* Teoriya grafov [Graph theory]. 2nd ed. Moscow: Nauka, Glav. red. Fizmat. lit-ry, 1980, 336 p.
3. *Nechepurenko M.I., Popkov V.K., Maynagashev S.M. i dr.* Algoritmy i programmy resheniya zadach na grafakh i setyakh [Algorithms and programs for solving problems on graphs and networks]. Novosibirsk: Sib. otd-nie, 1990, 515 p.
4. *Bashmakov A.I., Bashmakov I.A.* Razrabotka komp'yuternykh uchebnikov i obuchayushchikh system [Development of computer textbooks and training systems]. Moscow: Informatsionno-zdatel'sk y dom «F 1 n'», 2003, 616 p.
5. *Mayorov A.N.* Teoriya i praktika sozdaniya testov dlya sistemy obrazovaniya [Theory and practice of creating tests for the education system]. Moscow: Intellect-tsentr, 2001, 296 p.
6. *Radchikov N.P.* Testy proverki znaniy: etapy razrabotki [Knowledge testing tests: stages of development]. Minsk: RIVSh, 2007, 30 p.
7. *Erokhin A.L., Kol'chenko A.V., Patrakh T.E., Chikina V.A.* Programmy kompleks dlya generatsii komp'yuternykh testiruyushchikh sistem [A software package for generating computer testing systems], *Obrazovanie i virtual'nost': Sb. nauchnykh trudov 6-y Mezhdunarodnoy konferentsii Ukrainskoy assotsiatsii distantsionnogo obrazovaniya* [Education and virtuality: A collection of scientific papers of the 6th International Conference of the Ukrainian Association of Distance Education]. Khar'kov – Yalta: UADO, 2002, pp. 323-327.
8. *Erokhin A.L., Kol'chenko A.V., Strukova A.V.* Ispol'zovanie testiruyushchikh sistem v uchebnykh zavedeniyakh i prakticheskikh podrazdeleniyakh OVD [The use of testing systems in educational institutions and practical departments of the Department of Internal Affairs], *Pravo i bezpeka* [Law and security], 2002, No. 3, pp. 128-130.
9. *Glushan' V.M., Lipalo N.N., Mal'utin V.A.* Optimizatsiya testovykh zadaniy pri kontrole znaniy [Optimization of test tasks in the control of knowledge], *Vestnik Taganrogskogo gosudarstvennogo pedagogicheskogo instituta. Estestvennye nauki* [Bulletin of the Taganrog State Pedagogical Institute. Natural sciences], 2007, No. 1, pp. 72-76.
10. *Glushan' V.M., Afanas'ev A.Yu.* Algoritmy optimizatsii testovykh zadaniy [Algorithms for optimization of test tasks], *Vestnik Taganrogskogo gosudarstvennogo pedagogicheskogo instituta. Fiziko-matematicheskie i estestvennye nauki* [Bulletin of the Taganrog State Pedagogical Institute. Physical, mathematical and natural sciences], 2010, No. 1, pp. 128-136.
11. *Afanas'ev A.Yu., Glushan' V.M., Karelin V.P.* Issledovanie algoritmov optimizatsii testovykh zadaniy [Research of algorithms for optimization of test tasks], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2010, No. 12, pp. 203-211.

12. *Glushan' V.M.* Kriterial'nye osobennosti optimal'nogo formirovaniya turnirnykh tablits [Criteria features of optimal formation of tournament tables], *Tr. Kongressa po intellektual'nyim sistemam i informatsionnym tekhnologiyam «IS&IT'14»*. Nauchnoe izdanie v 4-kh t. T. 1 [Proceedings of the Congress on Intelligent Systems and Information Technologies "IS&IT'14". Scientific edition in 4 vol. Vol. 1]. Moscow: Fizmatlit, 2014, pp. 446-453.
13. *Glushan' V.M., Kazharov A.A., Ponomarev V.K.* Metody optimal'nogo avtomatizirovannogo formirovaniya turnirnykh tablits [Methods of optimal automated formation of tournament tables], *Programmnye produkty i sistemy. Mezhdunarodnyy nauchno-prakticheskiy zhurnal* [Software products and systems. International Scientific and Practical Journal], 2015, No. 3 (111), pp. 226 -232.
14. *Glushan' V.M., Zubritskiy A.V.* Polnoperebornyy variant formirovaniya turnirnykh tablits [A full-fledged version of the formation of tournament tables], *Tr. Kongressa po intellektual'nyim sistemam i informatsionnym tekhnologiyam «IS&IT'16»*. Nauchnoe izdanie v 3-kh t. T. II [Proceedings of the Congress on Intelligent Systems and Information Technologies "IS&IT'16". Scientific edition in 3 vol. Vol. II]. Taganrog: Izd-vo YUFU 2016, pp. 193-199.
15. *Glushan' V.M., Zubritskiy A.V.* Algoritm razbieniya mnozhestva po ego nomeru na sovokupnost' ravnomoshchnykh podmnozhestv [Algorithm for splitting a set by its number into a set of equally powerful subsets], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2018, No. 4 (198), pp. 59-65.
16. *Glushan' V.M., Afanas'ev A.Yu.* Optimal'nyy raspredelitel' testovykh zadaniy. Svidetel'stvo o gosudarstvennoy reg strats dlya EVM № 2010612908 [The optimal distributor of test tasks. Certificate of state registration for computers No. 2010612908].
17. *Glushan' V.M., Kazharov A.A.* Programma optimal'nogo razmeshcheniya ob"ektov v diskretnom pryamougol'nom prostranstve. Svidetel'stvo o gosudarstvennoy registratsii programmy dlya EVM № 2015618325 [A program for optimal placement of objects in a discrete rectangular space. Certificate of state registration of the computer program No. 2015618325].
18. *Glushan' V.M., Afanas'ev A.Yu., Lyashchenko N.I.* Kontsepsiya sozdaniya avtomatizirovannogo rabocheho mesta (ARM) prepodavatelya [The concept of creating an automated workplace (APM) of a teacher], *Vestnik Taganrogskego pedagogicheskogo instituta. Fiziko-matematicheskie i estestvennye nauki* [Bulletin of the Taganrog Pedagogical Institute. Physical, mathematical and natural sciences], 2011, No. 1, pp. 108-111.
19. *Glushan' V.M., Afanas'ev A.Yu., Lyashchenko N.I.* Optimizatsiya vuzovskogo obrazovatel'nogo protsessa v srede avtomatizirovannogo obucheniya i kontrolya znaniy [Optimization of the university educational process in the environment of automated learning and knowledge control], *Vestnik Taganrogskego pedagogicheskogo instituta. Fiziko-matematicheskie i estestvennye nauki* [Bulletin of the Taganrog Pedagogical Institute. Physical, mathematical and natural sciences], 2011, No. 1, pp. 111-116.
20. Available at: <http://www.ystok.ru/tournament/> (accessed 25 August 22).
21. Available at: <https://www.qrz.ru/software/category/8.html> (accessed 25 August 22).
22. *Penov G.G., Aleksandrov A.V., Zubar' YA.S., Kizilov A.V., Mazaev K.M., Ponomarev V.K.* Nastol'nyy tennis. Sbornik materialov dlya sudey [Table tennis. Collection of materials for judges]. Moscow, 2012.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Я.Е. Ромм.

Глушань Валентин Михайлович – Южный федеральный университет; e-mail: gluval07@rambler.ru; г. Таганрог, Россия; кафедра САПР; профессор.

Glushan Valentin Mihailovich – Southern Federal University; e-mail: gluval07@rambler.ru; Taganrog, Russia; the department of computer aided design; professor.

Т.А. Бедная, С.П. Коноваленко

**МОДЕЛИРОВАНИЯ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ СЕНСОРОВ ГАЗОВ
НА ОСНОВЕ КОБАЛЬТСОДЕРЖАЩЕГО ПОЛИАКРИЛОНИТРИЛА
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕГРЕССИОННОГО АНАЛИЗА
И НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ**

Разработан подход моделирования для материалов на основе органических полупроводников их физико-химических и газочувствительных свойств. Для моделирования использовались такие методы как множественная линейная и нелинейная регрессия, нейронные сети. В качестве входного вектора для моделирования свойств металлосодержащего полиакрилонитрила являются параметры технологического процесса формирования материалов: массовая доля легирующего компонента (кобальта) в пленкообразующем растворе, технологические режимы ИК-отжига: температура, время первого и второго этапов. Выходной вектор - функциональные характеристики и физико-химические свойства материалов (удельное сопротивление, коэффициент газочувствительности, стабильность и селективность). Методом ИК-пиролиза синтезированы металл-углеродные системы с металлическими частицами Со на основе полиакрилонитрила. Измерены значения сопротивления в среде детектируемого газа (хлора). Моделирование функциональных характеристик и физико-химических свойств материалов проводилось на основе данных, полученных при исследовании 200 образцов пленок кобальт/полиакрилонитрил. Множественной линейной регрессии оказалась эффективной для прогноза значений удельного сопротивления. Нейронные сети использованы для прогнозирования значений коэффициента газочувствительности, селективности и стабильности пленок кобальтсодержащего полиакрилонитрила. Построена искусственная нейронная сеть в виде многослойного персептрона для прогнозирования коэффициента газочувствительности элементов сенсора газа на основе данных технологических процессов получения материала (массовая доля легирующего компонента (кобальта) в пленкообразующем растворе, технологические режимы ИК-отжига: температура, время первого и второго этапов). Проверена соответствие синтезированной модели: экспериментальным данным: коэффициент корреляции $R=0,82$, среднеквадратичная ошибка $s_f=0,017$. Синтезированные модели в пределах экспериментальной ошибки удовлетворительно описывают собранные данные, что позволяет оптимизировать химический состав и условия термообработки.

Полиакрилонитрил; газочувствительные материалы; металлосодержащие органические полимеры; моделирование; физико-химические свойства; нейронная сеть; сенсор газа.

T.A. Bednaya, S.P. Konovalenko

**MODELING THE PROPERTIES OF GAS SENSOR MATERIALS BASED
ON COBALT-CONTAINING POLYACRYLONITRILE USING REGRESSION
ANALYSIS AND NEURAL NETWORKS**

A modeling approach has been developed for materials based on organic semiconductors and their physicochemical and gas-sensitive properties. For modeling, such methods as multiple linear and non-linear regression, neural networks were used. As an input vector for modeling the properties of metal-containing polyacrylonitrile are the parameters of the technological process of forming materials: the mass fraction of the alloying component (cobalt) in the film-forming solution, technological modes of IR annealing: temperature, time of the first and second stages. Output vector - functional characteristics and physical and chemical properties of materials (resistivity, gas sensitivity coefficient, stability and selectivity). Abstract—Metal-carbon systems with Co metal particles based on polyacrylonitrile have been synthesized by IR pyrolysis. The resistance values were measured in the medium of the detected gas (chlorine). Modeling of the functional characteristics and physicochemical properties of materials was carried out on the basis of data obtained from the study of 200 samples of cobalt/polyacrylonitrile films. Multiple linear regression

proved to be effective for predicting resistivity values. Neural networks are used to predict the gas sensitivity coefficient, selectivity, and stability of cobalt-containing polyacrylonitrile films. An artificial neural network in the form of a multilayer perceptron was built to predict the gas sensitivity coefficient of gas sensor elements based on the data of technological processes for obtaining material (mass fraction of the alloying component (cobalt) in the film-forming solution, technological modes of IR annealing: temperature, time of the first and second stages). Compliance of the synthesized model was checked: with experimental data: correlation coefficient $R=0.82$, root-mean-square error $st=0.017$. The synthesized models satisfactorily describe the collected data within the experimental error, which makes it possible to optimize the chemical composition and heat treatment conditions.

Polyacrylonitrile; gas sensitive materials; metal-containing organic polymers; modeling; physical and chemical properties; neural network; gas sensor.

Введение. Одной из приоритетных задач современного общества специалисты все чаще называют задачу экологической безопасности. Для детектирования токсичных газов в воздухе в последнее время активно используются системы «электронный нос», для создания которых необходимо разработать сенсоры, обладающие заданной селективностью и стабильностью [1–2]. Одним из перспективных направлений в этой области является создание сенсоров на основе органических полупроводников [3–5]. Преимущество таких материалов заключается в отсутствии необходимости нагрева сенсора. К тому же они обладают достаточно высокой чувствительностью и просты в проектировании. Однако довольно трудно определить критерии целенаправленного синтеза материалов для твердотельных сенсоров газов, так как недостаточно изучено влияния технологических параметров формирования материала пленок ПАН на их электрофизические и газочувствительные свойства [6–7]. Разработка технологических основ контролируемого формирования нанокompозитных пленок металлсодержащего ПАН является трудоемким процессом по выявлению нелинейных зависимостей газочувствительных свойств пленок ПАН от задаваемых технологических параметров.

Прогнозирование свойств объектов по структурным данным с использованием нейросетевого подхода успешно применяется в самых разных областях физических исследований. Например, для прогнозирования температуры в резервуаре для хранения жидкостей с использованием солнечной энергии [8] применялась нейросетевая модель в виде многослойного персептрона с обратным распространением ошибки. Построение аналитической модели сложного объекта проблематично, и порой невозможно, а связь и зависимость физико-химических свойств объектов от задаваемых параметров носит сложный и нелинейный характер. Для описания сложных взаимоотношений влияния многочисленных факторов или параметров получения объектов на их физико-химические свойства используют нейросетевой подход, который и рассмотрен в работе.

Основная часть. Для создания сенсора использовался кобальтсодержащий полиакрилонитрил (ПАН) [9]. Для поиска оптимальных параметров технологического процесса формирования сенсора и химического состава обычно определяется экспериментально [10–11].

Разработка математических моделей для определения физико-химических свойств материала и функциональных характеристик сенсоров газов на их основе позволяет уменьшить материальные и временные издержки получения сенсора газа.

В общем виде задачу моделирования свойств материалов сенсоров газов на основе металлсодержащего полиакрилонитрила можно представить в виде выражения 1

$$\begin{cases} f(X) \rightarrow \text{extr} \\ x_{hi} < x_i < x_{bi}, \quad i = \overline{1 \dots n} \end{cases} \quad (1)$$

где X – вектор, включающий параметры технологического режима, $f(X)$ – целевая функция (*extr* – максимум или минимум, в зависимости от задачи), x_{ni}, x_{vi} – граничные значения входного параметра x_i ; n – размерность пространства входных параметров.

Функциональная зависимость может быть представлена уравнениями 2 и 3:

$$f(x) = g(x_1) + g(x_2) + \dots + g(x_n) + g_0. \quad (2)$$

$$f(x) = \sum \prod_n x_i, \quad (3)$$

Формула (2) необходима, если влияние каждого фактора независимо друг от друга (используется метод наименьших квадратов [12–13]); формула (3) используется в случае, если характер зависимости сложен и обусловлен комплексным влиянием параметров (может использоваться нейросетевой подход [14–15]).

При моделировании зависимости свойств объектов от технологических параметров необходимо определить область определения функция, в пределах которой наблюдается свойство объекта (в данном случае, физико-химические свойства металлсодержащего полиакрилонитрила).

На рис. 1 представлен разработанный алгоритм для нахождения математической модели, наиболее точно описывающей физико-химические свойства газочувствительных материалов на основе кобальтсодержащего полиакрилонитрила и функциональные характеристики сенсоров газов.

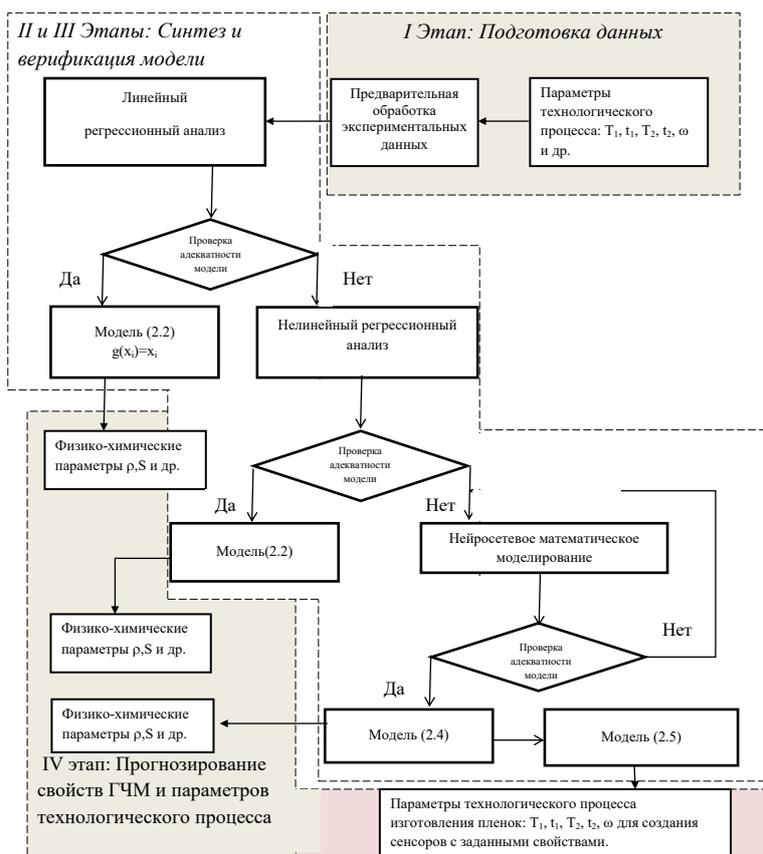


Рис. 1. Обобщенная блок-схема алгоритма для моделирования характеристик сенсоров газа

При оценке качества построенных моделей могут быть использованы как методы, разработанные в рамках статистического подхода [16], так и специфичные для искусственных нейронных сетей методы [17]. Представленные модели могут быть использованы для прогнозирования свойств органических полупроводников различной природы.

Для формирования базы данных с целью дальнейшего моделирования получены пленки кобальтсодержащего полиакрилонитрила. Методика получения материалов, описана в работах [18-19]. Сенсор на основе кобальтсодержащего полиакрилонитрила является сенсором резистивного типа, поэтому измеряемый параметр – сопротивление, величина которого меняется при взаимодействии с детектируемым газом (хлор). Коэффициент газочувствительности рассчитывался по формуле:

$$S = (R_o - R_g)/R_o, \text{ при } R_o > R_g,$$

где R_o – значение сопротивления плёнки в воздухе, R_g – значение сопротивления пленки в среде детектируемого газа (хлора).

Для моделирования физико-химических свойств материалов и функциональных характеристик сенсоров газов в на основе кобальтсодержащего полиакрилонитрила в качестве входных параметров (дескрипторов) выбраны параметры технологического процесса формирования органического полупроводника.

Для моделирования выбраны входные и выходные вектора (параметры). Для всех методов моделирования, используемых в этой работы, выходными параметрами являются технологические параметры создания газочувствительных пленок: массовая доля кобальта (ω), температура и время первого (T_1, t_1) и второго этапов (T_2, t_2) ИК-отжига.

$$X = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \omega \\ T_1 \\ t_1 \\ T_2 \\ t_2 \end{pmatrix}.$$

Для нахождения функциональных зависимостей удельного сопротивления использовались различные элементарные функции параметров технологического процесса формирования материала. В качестве дескрипторов выбраны: $\omega, \ln T_1, \ln t_1, \ln T_2, \ln t_2$.

При помощи метода наименьших квадратов установлена зависимость между удельным сопротивлением и параметром технологических режимов:

$$\ln \rho = -3,96 \ln T_1 - 0,32 \ln t_1 - 34 \ln T_2 - 1,67 \ln t_2 - 2,59 \omega + 251.$$

Статистическая обработка данных (коэффициент корреляции $r=0,93$, коэффициент детерминации $r^2=0,87$, критерий Фишера $F=170$, объясненная дисперсия $\sigma=0,86$) указывает на высокое соответствие между моделью и описываемой ею реальной системой.

Для демонстрации сходимости результатов эксперимента с моделью составлено уравнение, связывающее расчетное и экспериментальные значениями удельных сопротивлений (рис. 1):

$$\ln \rho_{\text{расчёт}} = 0,84 \ln \rho_{\text{эксперимент}} + 2,6.$$

На рис. 2 представлена зависимость между расчетными и экспериментальными данными.

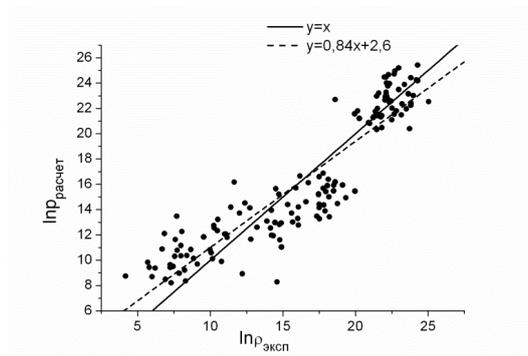


Рис. 2. Корреляция логарифма удельного сопротивления расчетного и экспериментального значений

Для построения моделей коэффициента газочувствительности S от параметров технологического процесса использование регрессионного анализа не дало требуемого результата. Поэтому использован нейросетевой анализ, позволяющий прогнозировать необходимые свойства, но не устанавливающий физического смысла.

Для прогнозирования коэффициента газочувствительности (под воздействием хлора) использовалась нейронная сеть в виде многослойного персептрона. Лучшую работоспособность показала сеть с двумя скрытыми слоями: в первом слое 8 нейронов, во втором – 5. Для обучения сети выбирали тот метод, который показал максимальную эффективность. Среди рассматриваемых методов были метод обратного распространения [20], быстрого распространения, Квази-Ньютона [21], дельта-дельта-с-чертой, сопряженных градиентов [22], Левенберга-Маркар [23]. В итоге, по результатам теоретического исследования, выбран метод обратного распределения ошибки.

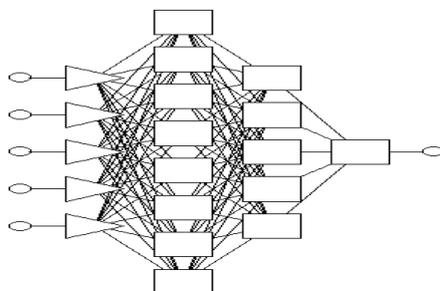


Рис. 3. Схема архитектуры сети для прогнозирования коэффициента газочувствительности S_{O_2} -содержащих пленок ПАН

В табл. 1 приведены данные статистической обработки полученной нейронной сети.

Таблица 1

Статистическая обработка данных нейросетевой модели моделей

Среднеквадратическое отклонение	Ошибка обучения	Контрольная ошибка	Тестовая ошибка	Коэффициент корреляции
0,017	0,14	0,18	0,18	0,82

Получено уравнение, связывающее экспериментальные и расчетные значения коэффициента газочувствительности (рис. 4):

$$S_{\text{расч}} = 0,834S_{\text{эксп}} + 0,101$$

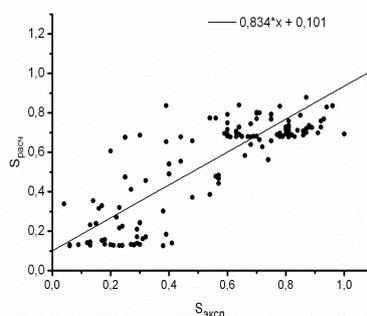


Рис. 4. Корреляция значений коэффициента газочувствительности Co/ПАН расчетных и экспериментальных

Полученные модели позволяют оптимизировать химический состав низкотемпературных сенсоров газа и условия их термообработки, так как удовлетворительно описывают собранные данные в пределах экспериментальной ошибки.

Заключение. В представленной работе проведено исследование свойств кобальтсодержащего ПАН как основы сенсора хлора. Предложена методика поиска моделей для описания физико-химических свойств и функциональных характеристик сенсора газа. Получена регрессионная модель, связывающая удельное сопротивление сенсорного элемента и параметры технологического режима формирования материала. Сформированы нейронные сети для прогнозирования значений коэффициента газочувствительности полученных материалов. Проведенные исследования подтверждают перспективность и целесообразности применения разработанного алгоритма для моделирования свойств материалов от параметров технологических режимов их формирования.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Hu W., Wan L., Jian Y., Ren C., Jin K., Su X., Bai X., Haick H., Yao M., Wu W. Electronic Noses: From Advanced Materials to Sensors Aided with Data Processing // *Advanced Materials Technologies*. – 2019. – Vol. 4 (2). – P. 1800488.
2. Narkhede P., Walambe R., Mandaokar S., Chandel P., Kotecha K., Ghinea G. Gas detection and identification using multimodal artificial intelligence based sensor fusion // *Applied System Innovation*. – 2021. – Vol. 4 (1), No. 3. – P. 1-14.
3. Дулов А.А., Слинкин А.А. Органические полупроводники. – М.: Наука, 1970. – 128 с.
4. Dultsev F.N., Fioroni M.T., Blackburn J.M., Abell C., Ostanin V.P., Klenerman D. Direct and quantitative detection of bacteriophage by «hearing» surface detachment using a quartz crystal microbalance // *Anal. Chem.* – 2001. – Vol. 73. – P. 3935-3939.
5. Zhang X., Yang D., Yang Z., Guo X., Liu B., Ren X., Liu S. Improved PEDOT:PSS/c-Si hybrid solar cell using inverted structure and effective passivation // *Scientific Reports*. – 2016. – Vol. 6. – P. 1-8.
6. Tao F., Bernasek S.L. Functionalization of Semiconductor Surfaces. – Hoboken: John Wiley & Sons, 2012. – 434 p.
7. Calio A., Cassinese A., Casalino M., Rea I., Barra M., Chiarella F., De Stefano L. Hybrid organic – inorganic porous semiconductor transducer for multiparameters sensing // *Interface*. – 2015. – Vol. 12. – P. 20141268.
8. Géczy-Vig P., Farkas I. Neural network modelling of thermal stratification in a solar DHW storage // *Solar Energy*. – 2010. – Vol. 84. – P. 801-806.

9. Ефимов М.Н., Васильев А.А., Муратов Д.Г., Земцов Л.М., Карначева Г.П. Металл-углеродные нанокompозиты C/Co на основе активированного пиролизованного полиакрилонитрила и частиц кобальта // Журнал физической химии. – 2017. – Т. 91, № 9. – С. 1559-1564.
10. Запороцкова И.В., Какорина О.А., Кожитов Л.В. [и др.]. Металлополимерные нанокompозиты на основе пиролизованного полиакрилонитрила с металлическими включениями Fe-Ni-Co // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2020. – Т. 63, № 11. – С. 68-74.
11. Kostina J., Chernikova E., Bondarenko G., Poteryaeva Z., Cherevan A., Efimov M., Dufloy V., Dubova E. Influence of synthesis conditions of polyacrylonitrile on their structure and thermal behavior // Materials, Methods & Technologies. – 2012. – Vol. 6. – Part 1. – P. 273-289.
12. Кобзарь А.И. Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных работников. – М.: Физматлит, 2006. – 816 с.
13. Амосов А.А., Дубинский Ю.А., Копченова Н.В. Вычислительные методы. – СПб., 2014. – 672 с.
14. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. – М.: Издательский дом Вильямс, 2008. – 1103 с.
15. Boccaletti S., Latora V., Moreno Y., Chavez M., Hwang D.-U. Complex networks: Structure and dynamics // Physics Reports. – 2006. – Vol. 424 (4-5). – P. 175-308.
16. Moriasi D.N., Arnold J.G., Van Liew M.W., Bingner R.L., Harmel R.D., Veith T.L. Model evaluation guidelines for systematic quantification of accuracy in watershed simulations // Transactions of the ASABE. – 2007. – Vol. 50, No. 3. – P. 885-900.
17. Dreiseitl S., Ohno-Machado L. Logistic regression and artificial neural network classification models: A methodology review // Journal of Biomedical Informatics. – 2002. – Vol. 35 (5-6). – P. 352-359.
18. Бедная Т.А., Коноваленко С.П., Семенистая Т.В., Петров В.В., Королев А.Н. Изготовление газочувствительных элементов сенсора диоксид азота и хлора на основе кобальтсодержащего полиакрилонитрила // Известия высших учебных заведений. Электроника. – 2012. – № 4 (96). – С. 66-71.
19. Коноваленко С.П., Бедная Т.А., Семенистая Т.В., Петров В.В., Мареева Е.В. Разработка технологии получения непогретных сенсоров газа на основе полиакрилонитрила для гибридных сенсорных систем // Инженерный вестник Дона. – 2012. – № 4 (Ч. 2). – Режим доступа: ivdon.ru/magazine/archive/n4p2y2012/1356/ (26.11.2022).
20. Werbos P.J. Backpropagation Through Time: What It Does and How to Do It // Proceedings of the IEEE. – 1990. – Vol. 78, No. 10. – P. 1550-1560.
21. Setiono R., Kwong Hui, L.C. Use of a Quasi-Newton Method in a Feedforward Neural Network Construction Algorithm // IEEE Transactions on Neural Networks. – 1995. – Vol. 6, No. 1. – P. 273-277.
22. Charalambous C. Conjugate gradient algorithm for efficient training of artificial neural networks IEE Proceedings // Devices and Systems Part. – 1992. – Vol. 139 (3). – P. 301-310.
23. Raja M.A.Z., Shoaib M., Hussain S., Nisar K.S., Islam S. Computational intelligence of Levenberg-Marquardt backpropagation neural networks to study thermal radiation and Hall effects on boundary layer flow past a stretching sheet // International Communications in Heat and Mass Transfer. – 2022. – 130, art. No. 105799.

REFERENCES

1. Hu W., Wan L., Jian Y., Ren C., Jin K., Su X., Bai X., Haick H., Yao M., Wu W. Electronic Noses: From Advanced Materials to Sensors Aided with Data Processing, *Advanced Materials Technologies*, 2019, Vol. 4 (2), pp. 1800488.
2. Narkhede P., Walambe R., Mandaokar S., Chandel P., Kotecha K., Ghinea G. Gas detection and identification using multimodal artificial intelligence based sensor fusion, *Applied System Innovation*, 2021, Vol. 4 (1), No. 3, pp. 1-14.
3. Dulov A.A., Slinkin A.A. Organicheskie poluprovodniki [Organic semiconductors]. Moscow: Nauka, 1970, 128 p.
4. Dultsev F.N., Fioroni M.T., Blackburn J.M., Abell C., Ostanin V.P., Klenerman D. Direct and quantitative detection of bacteriophage by «hearing» surface detachment using a quartz crystal microbalance, *Anal. Chem.*, 2001, Vol. 73, pp. 3935-3939.

5. Zhang X., Yang D., Yang Z., Guo X., Liu B., Ren X., Liu S. Improved PEDOT:PSS/c-Si hybrid solar cell using inverted structure and effective passivation, *Scientific Reports*, 2016, Vol. 6, pp. 1-8.
6. Tao F., Bernasek S.L. Functionalization of Semiconductor Surfaces. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012, 434 p.
7. Calio A., Cassinese A., Casalino M., Rea I., Barra M., Chiarella F., De Stefano L. Hybrid organic – inorganic porous semiconductor transducer for multiparameters sensing, *Interface*, 2015, Vol. 12, pp. 20141268.
8. Géczy-Víg P., Farkas I. Neural network modelling of thermal stratification in a solar DHW storage, *Solar Energy*, 2010, Vol. 84, pp. 801-806.
9. Efimov M.N., Vasil'ev A.A., Muratov D.G., Zemtsov L.M., Karpacheva G.P. Metall-uglerodnye nanokompozity C/Co na osnove aktivirovannogo pirolizovannogo poliakrilonitrila i chastits kobal'ta [Metal-carbon C/Co nanocomposites based on activated pyrolyzed polyacrylonitrile and cobalt particles], *Zhurnal fizicheskoy khimii* [Journal of Physical Chemistry], 2017, Vol. 91, No. 9, pp. 1559-1564.
10. Zaporotskova I.V., Kakorina O.A., Kozhitov L.V. [i dr.]. Metallopolimernye nanokompozity na osnove pirolizovannogo poliakrilonitrila s metallicheskimi vklyucheniymi Fe-Ni-Co [Metallopolymer nanocomposites based on pyrolyzed polyacrylonitrile with metallic inclusions of Fe-Ni-Co], *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Fizika* [zvestiya of higher educational institutions. Physics], 2020, Vol. 63, No. 11, pp. 68-74.
11. Kostina J., Chernikova E., Bondarenko G., Poteryaeva Z., Cherevan A., Efimov M., Dufлот V., Dubova E. Influence of synthesis conditions of polyacrylonitrile on their structure and thermal behavior, *Materials, Methods & Technologies*, 2012, Vol. 6, Part 1, pp. 273-289.
12. Kobzar' A.I. Prikladnaya matematicheskaya statistika. Dlya inzhenerov i nauchnykh rabotnikov [Applied mathematical statistics. For engineers and researchers]. Moscow: Fizmatlit, 2006, 816 p.
13. Amosov A.A., Dubinskiy Yu.A., Kopchenova N.V. Vychislitel'nye metody [Computational methods]. Saint Petersburg, 2014, 672 p.
14. Khaykin S. Neyronnye seti: polnyy kurs [Neural networks: a complete course]. Moscow: Izdatel'skiy dom Vil'yams, 2008, 1103 p.
15. Boccaletti S., Latora V., Moreno Y., Chavez M., Hwang D.-U. Complex networks: Structure and dynamics, *Physics Reports*, 2006, Vol. 424 (4-5), pp. 175-308.
16. Moriasi D.N., Arnold J.G., Van Liew M.W., Bingner R.L., Harmel R.D., Veith T.L. Model evaluation guidelines for systematic quantification of accuracy in watershed simulations, *Transactions of the ASABE*, 2007, Vol. 50, No. 3, pp. 885-900.
17. Dreiseitl S., Ohno-Machado L. Logistic regression and artificial neural network classification models: A methodology review, *Journal of Biomedical Informatics*, 2002, Vol. 35 (5-6), pp. 352-359.
18. Bednaya T.A., Konovalenko S.P., Semenistaya T.V., Petrov V.V., Korolev A.N. Izgotovlenie gazochuvstvitel'nykh elementov sensora dioksid azota i khloro na osnove kobal'tsoderzhashchego poliakrilonitrila [Manufacture of gas-sensitive elements of the nitrogen dioxide and chlorine sensor based on cobalt-containing polyacrylonitrile], *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Elektronika* [News of higher educational institutions. Electronics], 2012, No. 4 (96), pp. 66-71.
19. Konovalenko S.P., Bednaya T.A., Semenistaya T.V., Petrov V.V., Maraeva E.V. Razrabotka tekhnologii polucheniya nepodogrevnykh sensorov gaza na osnove poliakrilonitrila dlya gibridnykh sensornykh sistem [Development of technology for obtaining non-heating gas sensors based on polyacrylonitrile for hybrid sensor systems], *Inzhenernyy vestnik Dona* [Engineering Bulletin of the Don], 2012, No. 4 (Part 2). Available at: ivdon.ru/magazine/archive/n4p2y2012/1356/ (accessed 26 November 2022).
20. Werbos P.J. Backpropagation Through Time: What It Does and How to Do It, *Proceedings of the IEEE*, 1990, Vol. 78, No. 10, pp. 1550-1560.
21. Setiono R., Kwong Hui, L.C. Use of a Quasi-Newton Method in a Feedforward Neural Network Construction Algorithm, *IEEE Transactions on Neural Networks*, 1995, Vol. 6, No. 1, pp. 273-277.

22. *Charalambous C.* Conjugate gradient algorithm for efficient training of artificial neural networks IEE Proceedings, *Devices and Systems Part*, 1992, Vol. 139 (3), pp. 301-310.
23. *Raja M.A.Z., Shoaib M., Hussain S., Nisar K.S., Islam S.* Computational intelligence of Levenberg-Marquardt backpropagation neural networks to study thermal radiation and Hall effects on boundary layer flow past a stretching sheet, *International Communications in Heat and Mass Transfer*, 2022, 130, art. No. 105799.

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

Бедная Татьяна Алексеевна – Политехнический институт – филиал ФГБОУ ВО «ДГТУ» в г. Таганроге; e-mail: bednayat@mail.ru, г. Таганрог, Россия; тел.: +79289561532; заместитель директора по учебно-научной работе; к.т.н.

Коноваленко Светлана Петровна – Таганрогский институт им. А.П. Чехова – филиал ФГБОУ ВО «РГЭУ (РИНХ)»; e-mail: svetlana_s12@mail.ru, г. Таганрог, Россия; тел.: +79298200769; кафедра теоретической, общей физики и технологии, зав. кафедрой; к.т.н.; доцент.

Bednaya Tatiana Alekseevna – Don State Technical University; e-mail: bednayat@mail.ru, Taganrog, Russia; phone: +79289561532; deputy director for educational and scientific work, cand. of eng. sc.

Konovalenko Svetlana Petrovna – Rostov State University of Economics; e-mail: svetlana_s12@mail.ru; Taganrog, Russia; phone: +79298200769; the department of theoretical, general physics and technology; head of department; cand. of eng. sc.; associate professor.

УДК 621.315.611

DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-30-43

Н.К. Полуянович, М.Н. Дубяго

УПРАВЛЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТЬЮ ЭНЕРГОСЕТИ В ЗАДАЧАХ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ НАГРУЗКИ

Рассматривается программно-моделирующий комплекс системы управления энергосетью и её элементами. Актуальность работы обусловлена требованиями действующего законодательства к прогнозированию электропотребления для решения задачи поддержания баланса мощностей между генерирующей стороной и потреблением электрической энергии. Разработанные алгоритмы и методы управления использованы в составе программно-моделирующего комплекса для управления энергосетью и энергетическим оборудованием, наиболее актуально использование в локальных энергосистемах автономных потребителей и микросетях. Для эффективного проведения экспериментальных исследований была разработана методология эксперимента, включающая этап разработки плана-программы эксперимента; выбор средств проведения эксперимента; проведение эксперимента; обработку и анализ экспериментальных данных. Показано, что для построения системы технологического управления региональной сетевой компании возможно использовать техническую и информационную основу иерархической автоматизированной информационно-измерительной системы контроля и учета электроэнергии. Показано, что интеллектуальный счётчик системы интеллектуального учета электроэнергии (ИСУ) находится в непрерывной связи с производителем и потребителем энергии, то есть мониторинг происходит в режиме реального времени. Разработанная нейросетевая модель (НС) модель сводит задачу краткосрочного прогнозирования электропотребления к поиску матрицы свободных коэффициентов посредством обучения на имеющихся статистических данных (активная и реактивная мощность, температура окружающей среды, дата и индекс дня. Получены прогнозные оценки электропотребления модели прогнозирования, некоторых присоединений, энергосистемы величины, потребляемой активной и реактивной мощности имеет допустимый уровень погрешности прогнозирования. Разработана нейросетей для оценки пропускной способности, расчёта и прогнозирования температуры

жил силовой кабельной линии в режиме реального времени на основе данных системы температурного мониторинга, и с учетом изменения токовой нагрузки линии. Анализ полученных характеристик показал, что максимальное отклонение данных, полученных от нейросети от данных обучающей выборки, составило менее 3%, что является вполне приемлемым результатом. Проведенные сравнения прогнозных значений с фактическими позволяют говорить об адекватности выбранной модели сети и ее применимости на практике для надежной работы кабельной системы электроснабжения потребителей. Анализ результатов показал, что чем больше состарен изоляционный материал силовой кабельной линии, тем больше разность температур между исходным и состаренным образцом.

Энергосеть; управление; прогнозирование нагрузки; искусственный интеллект; машинное обучение; нейронные сети; надежность систем энергоснабжения.

N.K. Poluyanovich, M.N. Dubyago

CONTROL OF THE CAPACITY OF THE POWER GRID IN THE TASKS OF FORECASTING THE ELECTRICAL LOAD

The paper considers the software-modeling complex of the power grid management system and its elements. The relevance of the work is due to the requirements of the current legislation for forecasting electricity consumption to solve the problem of maintaining a balance of capacity between the generating side and electricity consumption. The developed algorithms and control methods are used as part of a software-modeling complex for managing the power grid and power equipment, the most relevant is the use of autonomous consumers and micro-grids in local power systems. For the effective conduct of experimental research, an experimental methodology was developed, including the stage of development of the experimental plan-program; the choice of means of conducting the experiment; conducting the experiment; processing and analysis of experimental data. It is shown that it is possible to use the technical and information basis of a hierarchical automated information measuring system for monitoring and accounting of electricity to build a technological management system of a regional grid company. It is shown that the smart meters of the intelligent electricity metering system (ISU) are in continuous communication with the producer and consumer of energy, that is, monitoring takes place in real time. The developed neural network model (NS) model reduces the task of short-term forecasting of power consumption to the search for a matrix of free coefficients by training on available statistical data (active and reactive power, ambient temperature, date and index of the day, predictive estimates of power consumption of the forecasting model, some connections, the power system of the magnitude of the consumed active and reactive power has an acceptable level of prediction error. A neural network has been developed to estimate the capacity, calculate and predict the temperature of the cores of a power cable line in real time based on data from the temperature monitoring system, and taking into account changes in the current load of the line. The analysis of the obtained characteristics showed that the maximum deviation of the data received from the neural network from the data of the training sample was less than 3%, which is quite an acceptable result. The comparison of the forecast values with the actual ones allows us to speak about the adequacy of the chosen network model and its applicability in practice for the reliable operation of the cable system of power supply to consumers. The analysis of the results showed that the more the insulation material of the power cable line is aged, the greater the temperature difference between the original and the aged sample.

Power grid; management; load forecasting; artificial intelligence; machine learning; neural networks; reliability of power supply systems.

Введение и постановка задачи. Принятие Правительством РФ Энергетической стратегии до 2030 года, утвердило Положение ОАО «Россети» «О единой технической политике в электросетевом комплексе» [1]. В них определена главная интеллектуальная задача – создание электросетей с использованием технологий «Smart Grid». SMART (Self Monitoring Analysis and Reporting Technology) – технология самодиагностики, анализа и отчета, а Grid – энергосистема. [2]. Создание такой технологии предназначается для решения задач повышения надежности и эффективности общей энергосети с распределенными генерирующими комплек-

сами и требует применение новых методов автоматического и интеллектуального управления [3, 4]. В электроэнергетике к такого рода технологиям относятся: мониторинг состояния и управления электротехническим оборудованием; автоматизированный учет и информационные системы потребителей. Это актуально в настоящее время как для процессов генерации, так процессов передачи и распределения электроэнергии.

Далее реализуется диспетчерское управление и сбор данных с помощью счетчиков электроэнергии SCADA системы [5, 6]. На этом уровне осуществляется основное оперативное управление состоянием сети. Функциями АИИС является: – сбор, передача и обработка данных для целей управления электросетевым комплексом; – мониторинг, оценка и диагностика состояния электрических сетей и оборудования электрических подстанций; – передача информации на верхний уровень корпоративной информационной системы управления ресурсами.

На нижнем уровне в точках получения измеряемых данных используются многофункциональные счетчики электроэнергии (КИПП-2М, ПСЧ-4ТМ.05 и др.), трансформаторы тока и напряжения. В рассматриваемых системах многофункциональные счетчики играют важную роль. Они объединяют в себе функции интеллектуального измерительного преобразователя электрических параметров, непосредственно счетчика, измерителя качества электроэнергии и устройства связи, что позволяет использовать их в качестве базовых элементов многоуровневой системы управления.

Второй уровень включает устройства сбора и передачи данных (УСПД) и каналобразующую аппаратуру. Интеллектуальный модуль анализа потерь и балансировки подстанции, интегрированный в УСПД, позволяет оперативно реагировать на аварийные ситуации на объекте и бороться с воровством электроэнергии.

На третьем уровне осуществляется автоматизированный сбор, обработка и хранение результатов измерений. Производится интеллектуальный анализ данных (Data Mining) о состоянии энергообъекта. Верхние уровни системы состоят из средств сбора, хранения и передачи измерительной информации. К интеллектуальным возможностям ЦУС стоит отнести систему поддержки принятия решения (СППР). При поиске скрытых закономерностей используются методы искусственного интеллекта, прикладная статистика, теория баз данных.

На уровне автоматизированных рабочих мест реализуются функции АСУ. Оперативный и диспетчерский персонал осуществляет контроль и управление электрическими сетями и подстанциями.

Структурная схема интеллектуальной энергосети. Управление энергосетью может быть организовано в виде многоуровневой системы управления [3]. Верхний уровень обеспечивает задачу управления в рамках всей энергосети, последующие для локальных участков или непосредственно для локальных элементов этой энергосети (рис 1), таких как генерирующие или распределяющие электроэнергию элементы. Верхний уровень системы управления представляет собой систему планирования. На этом уровне система формирует сегменты и определяет уровень необходимой мощности генерирующих источников для обеспечения спроса потребителей. Формирование сегментов происходит по принципу территориальной распределенности и принципу энергетической самодостаточности сегмента, т.е. в нормальном режиме количество генерируемой мощности достаточно для обеспечения потребностей потребителей и остается некоторый резерв мощности.

На втором уровне системы управления формируются задания по мощности для каждого элемента сегмента энергосети. Для формирования заданий применяется алгоритм распределения, обеспечивающий минимум СКО текущего баланса мощностей. Указанный алгоритм реализуется с помощью псевдообратной матри-

цы. На нижнем уровне происходит управление элементами энергосети, а именно – электростанциями. Представим электростанцию как источник генерации – синхронный генератор, и синтезируем регулятор способный удовлетворить потребность верхнего уровня управления.

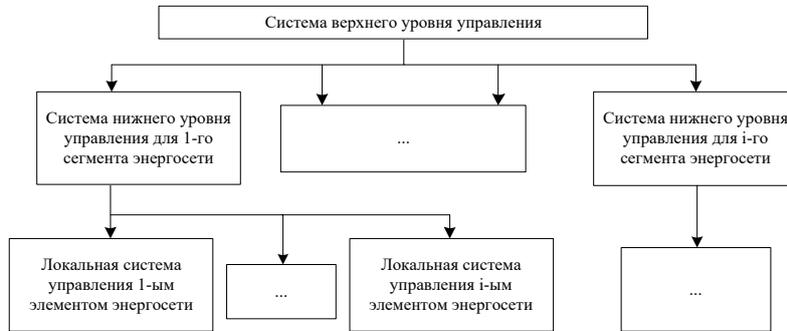


Рис. 1. Блок-схема системы управления энергосетью

Моделирование работы системы управления источником энергии. Экспериментальная установка рис. 2, состоит из следующих блоков: A1, A2, A3 – трехфазная трансформаторная группа; Q1, Q2, Q3 – трехполюсный выключатель; L1 – трехфазная линия электропередач; A4 – блок датчиков тока и напряжения; M1 – машина постоянного тока; G2 – машина переменного тока; G3 – источник питания двигателя постоянного тока; G4 – возбудитель машины переменного тока; A5 – терминал; A6 – блок ввода-вывода цифровых сигналов; A7 – коннектор. Внешний вид экспериментальной установки представлен на рис. 3.

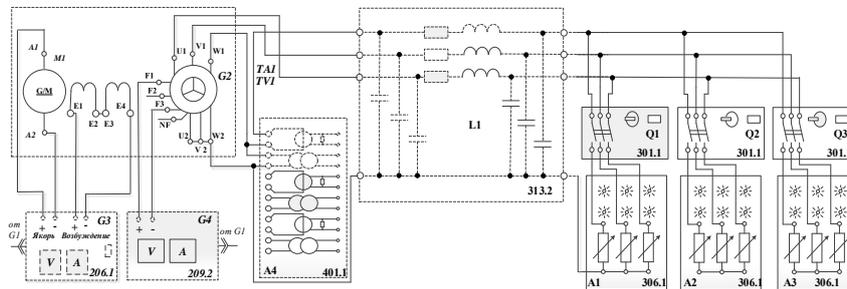


Рис. 2. Функциональная схема экспериментальной установки

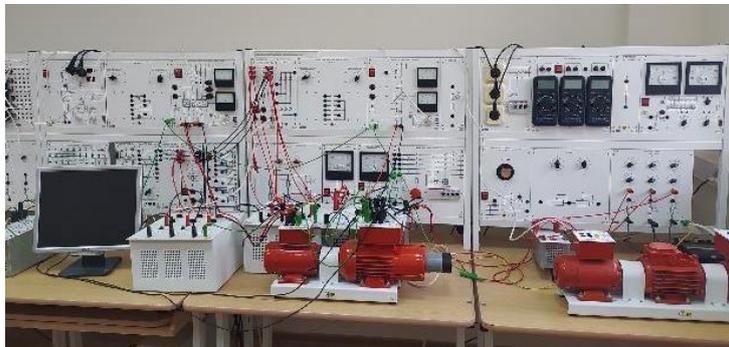


Рис. 3. Экспериментальная установка в сборе

Моделирование системы. Управление производилось с использованием синтезированного регулятора, разработанного в ходе выполнения проекта. В качестве турбины использовался ДПТ, для получения необходимого момента на валу генератора определялась и задавалась необходимая частота вращения вала ДПТ с учетом математической модели:

$$\begin{cases} u = e + Ri + L \frac{di}{dt} \\ M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} \\ M = C_m \Phi i \\ e = C_\omega \Phi \omega \end{cases}$$

где u – напряжение на якровой обмотке двигателя, e – электродвижущая сила (ЭДС) якоря, R – активное сопротивление якровой цепи, i – ток якоря, M – электромагнитный момент двигателя, M_c – момент сопротивления движению, J – суммарный момент инерции якоря и нагрузки, ω – скорость вращения вала двигателя, C_m – коэффициент связи между током якоря и электромагнитным моментом, Φ – поток, создаваемый обмоткой возбуждения, C_ω – коэффициент связи между скоростью и ЭДС.

Дополнительно к управлению СГ необходимо задать определенное количество оборотов вала ДПТ, для управления этим параметром синтезирован регулятор:

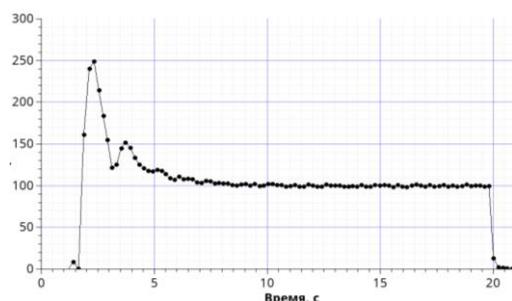
$$\begin{cases} i_0 = \frac{Mc}{C_\omega \Phi} - \frac{J}{C_\omega \Phi} \cdot a_1 (\omega - \omega_0) \\ u = iR + C_\omega \Phi \omega - a_2 L(i - i_0) \end{cases}$$

Управление происходит регулированием напряжения, поданного на якровую обмотку ДПТ. Вычисление управления происходит в два этапа: на первом этапе вычисляется ток i_0 , необходимый для того, чтобы поддержать требуемую частоту ω_0 , на втором этапе происходит расчет необходимого напряжения. Основными параметрами регулятора являются коэффициенты a_1 и a_2 .

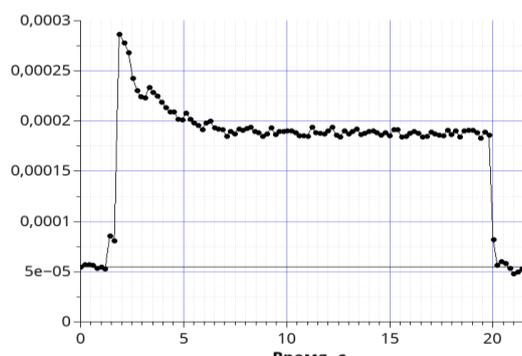
При ПИД-управлении для автоматического регулирования скорости вращения ротора ДПТ и генерируемого напряжения СГ применяются два стандартных блока из программы. Для регулирования оборотов и поддержания их номинального значения 1500 оборотов в минуту используется управление напряжением якоря ДПТ в диапазоне 40–250 В, так как при напряжении ниже 40 В ротор не вращается. Для регулирования выходного напряжения СГ используется напряжение возбуждения СГ в диапазоне 0–40 В. Эксперимент заключался в запуске и остановке ДПТ при работе СГ на холостом ходу. Результаты представлены на рис. 4, 5.

Представленные эксперименты моделируют работу синхронного генератора электростанции при включении СГ и его работе на холостом ходу (ввод генератора в работу). Сравнивая переходные процессы по напряжению, току и частоте вращения при ПИД-регулировании и работе базового регулятора (рис. 4, 5), можно сделать вывод, что при одинаковом времени переходного процесса, длительность которого составляет около 4-5 секунд, при управлении с ПИД-регулятором происходит краткое перерегулирование, по напряжению на 150% номинального значения, по току на 50%, по частоте вращения до максимального значения 2000 об/мин. Такое перерегулирование является близким к критическому, поэтому по-

пытка выхода на напряжение СГ уже превышает значения уставок. В нормальном режиме система с базовым регулятором демонстрирует большую стабильность и уменьшение отклонений от номинальных значений на 10–15%, но при ПИД-регулировании и при работе базового регулятора значения этих отклонений лежат в рамках допустимых.



а



б

Рис. 4. Пуск и отключение ДПТ, при ПИД-регулировании оборотов СГ и выходного напряжения на уровне 100, В, а – напряжение, б – ток СГ при XX

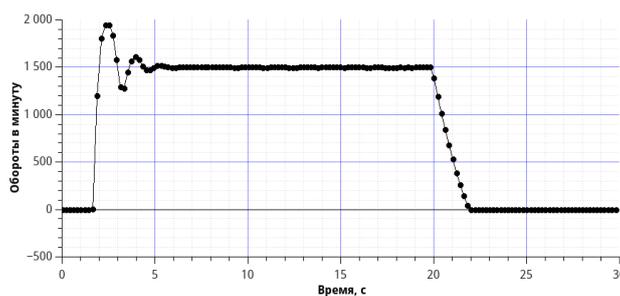


Рис. 5. Обороты СГ при XX, пуск и отключение ДПТ, при ПИД-регулировании оборотов и выходного напряжения СГ на уровне 100 В

Технологические инновации смарт-счетчиков. Для решения задачи поддержания баланса мощностей между генерирующей стороной и потреблением электрической энергии необходимы системы интеллектуального учета электроэнергии (ИСУ). В системах нижнего уровня, в точках получения измеряемых данных, используются многофункциональные счетчики электроэнергии. Построение

архитектуры цифровой подстанции также начинается с устройств учета и контроля электроэнергии (счетчиков). Интеллектуальный счётчик находится в непрерывной связи с производителем энергии, то есть мониторинг происходит в режиме реального времени, и может быть использован в качестве интерфейса для устройств быстрого реагирования на спрос. Точность прогнозирования потребления электроэнергии определяет эффективность управления электроснабжением и соответствующее увеличение прибыли энергетических предприятий. Проблема прогнозирования электропотребления заключается в том, что необходимо учесть огромное количество факторов, имеющих влияние на изменение энергопотребления. Данное обстоятельство делает задачу краткосрочного прогнозирования электропотребления (short-term load forecasting – STLF) актуальной [11].

Для реализации нейронно-сетевых концепций разработано большое количество специализированных программных средств. Пакет фирмы «The MathWorks» MATLAB также предоставляет пользователям возможность работы с нейронными сетями. Использование «Neural Network Toolbox» совместно с другими средствами MATLAB открывает широкий простор для эффективного комплексного использования современных математических методов для решения самых разных задач прикладного и научного характера. Для построения нейронной сети использовался встроенный функционал Matlab. Прогнозирование электропотребления осуществлялось при длине интервала предыстории 30 суток, так как опытным путем было установлено, что для этих интервалов характерны меньшие ошибки прогнозных оценок [11, 12]. Все входные параметры необходимо нормализовать на отрезке значений от 0 до 1. Нормализация достигается за счет деления каждой компоненты входного вектора на длину самого вектора.

Цель процесса обучения нейросети [11] заключается в нахождении оптимальных значений весовых коэффициентов, при которых нейронная сеть выдаёт значение в пределах заданной погрешности для всех обучающих выборок. На рис. 6, 7 представлен месячный ряд почасовых значений потребляемой активной и реактивной электрической энергии энергосистемы двух присоединений в весенний период.

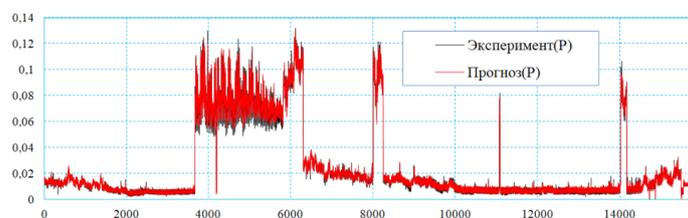


Рис. 6. Экспериментальные и прогнозируемые значения потребляемой Активной мощности

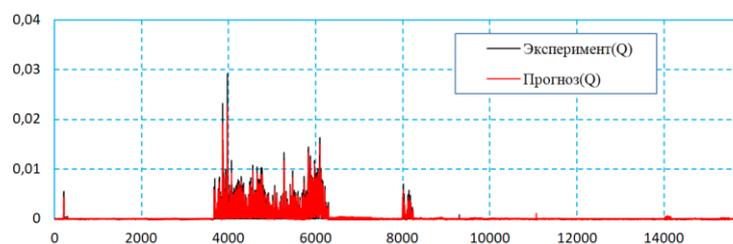


Рис. 7. Экспериментальные и прогнозируемые значения потребляемой Реактивной мощности

Погрешность между экспериментальными и прогнозируемыми значениями активной и реактивной мощности представлены в табл. 1.

Таблица 1

Погрешность между экспериментальными и прогнозируемыми значениями мощности

Номер присоединения	Значение, %	Погрешность	
		Активной мощности	Реактивной мощности
AP-304 2018г.	Среднее	3.6 %	7.84 %
	Максимальное	9.2 %	13.1 %
AP-304 2019г.	Среднее	4.56 %	5.64 %
	Максимальное	12.35 %	17.43 %
AP-304 2018-2019г.	Среднее	5.91 %	8.15%
	Максимальное	11.05 %	19.47 %

Анализ полученных результатов показывает, что для повышения точности прогнозирования необходимо увеличить базу данных, составляющих обучающую выборку, т.к. на данный момент имеющиеся данные имеют необычный характер нагрузки

Прогнозирование пропускной способности линии L1. Прогнозирование электрических нагрузок энергосети необходимо для решения задач управления режимами функционирования электроэнергетической системы (ЭЭС). На его основе рассчитываются исходные и оптимальные электрические режимы ЭЭС, оценивается их надежность, экономичность, качество электроэнергии. Системный оператор использует результаты краткосрочного прогнозирования электропотребления (short-term load forecasting – STLF) крупных потребителей электроэнергии при формировании диспетчерского графика. То есть точность STLF влияет на режим функционирования электроэнергетических систем. Ошибки прогнозирования, как правило, приводят к необоснованным пускам и остановам генерирующего оборудования, а также к выбору неоптимальной схемы электрических сетей. Это, в свою очередь, приводит к снижению эффективности функционирования энергосистемы, за счет увеличения расхода первичных энергоресурсов на выработку электрической энергии, а также к увеличению потерь при ее передаче. Заблаговременная оценка надежности [13, 14] является необходимым условием для функционирования и развития современных электроэнергетических систем (ЭЭС). На сегодняшний день энергосбытовыми компаниями в основном используются интуитивные методы прогнозирования электропотребления. Вследствие человеческого фактора и ряда других причин использование данных методов не позволяет уменьшить ошибку прогноза ниже определенного значения. Наиболее эффективным путем повышения качества STLF является формализация данного процесса.

Прогнозирование электропотребления позволяет инфраструктурным организациям моделировать и прогнозировать нагрузки для поддержания баланса между производством и спросом, снижать себестоимость продукции, оценивать реальную цену на электроэнергию, а также управлять режимом и планировать введение будущих мощностей. Обзор методов и моделей прогнозирования электрических нагрузок как традиционных, так и нетрадиционных дан в [15–19]. Задача прогнозирования электропотребления состоит в анализе объективных факторов, влияющих на изменение нагрузки, и расчет будущих графиков нагрузки электропотребления. Данный вид прогнозирования важен при управлении энергосистемой, пусках энергоблоков. Примеры, иллюстрирующие использование НС для прогнозирования

пропускной способности силовых кабельных линий и примеры компьютерного моделирования нейросетевых систем с применением пакета MATLAB описаны [20–21].

Исследования нейросетевых моделей. Проведены экспериментальные исследования прогнозирования температуры токоведущей жилы от тока жилы. Исследовано два варианта (табл. 2). Первый заключался в прогнозировании на основе самообучения НС, а во втором случае прогнозирование выполнено с зависимости (1) позволяющей определять температуру наиболее нагретой точки изоляции (жилы кабеля) с учетом температуры поверхности кабеля, окружающей среды и тока жилы:

$$\theta_{ж}(t) = \theta_{з.о.}(t) + \frac{n \cdot I^2 \cdot \rho_{20} \cdot m \cdot T_k \cdot K_p [1 + \alpha \cdot (\theta_{доп} - \theta_{о.с.}(t))]}{S}, \quad (1)$$

где $\theta_{ж}$ – расчетная температура жилы кабеля, °C; $\theta_{з.о.} = 23^\circ\text{C}$ – измеренная температура поверхности кабеля (защитная оболочка); n – число жил кабеля; I – максимальный ток кабеля при проведении измерений, А; $\rho_{20} = 2,8 \cdot 10^{-8} \text{ Ом} \cdot \text{м}$ – удельное электрическое сопротивление жилы кабеля при 20°C ; $T_k = 0,0028^\circ\text{C} \cdot \text{м/Вт}$ – сумма термических сопротивлений изоляции и защитных покровов кабеля; m – экспериментальный множитель; $K_p = 1,02$ – поправочный коэффициент для приведения электрического сопротивления к расчетной температуре; $\alpha = 0,004308 \text{ 1/}^\circ\text{C}$ – температурный коэффициент сопротивления материала жилы; $\theta_{доп} = 90^\circ\text{C}$ – длительно допустимая температура изоляции жилы; $\theta_{о.с.} = 23^\circ\text{C}$ – измеренная температура окружающей среды; $S = 0,0038465$ – сечение жилы кабеля, м^2 .

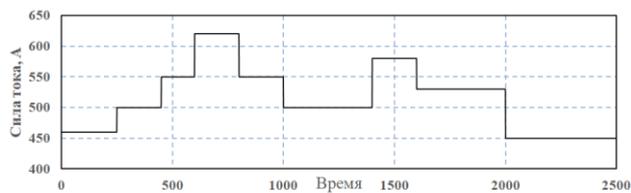
Диаграммы экспериментальной и спрогнозированной температуры поверхности и температуры центральной жилы СКЛ в зависимости от различных значений тока жилы, для одного из кабелей напряжением 10 кВ с изоляцией из СПЭ показаны рис. 8.

Таблица 2

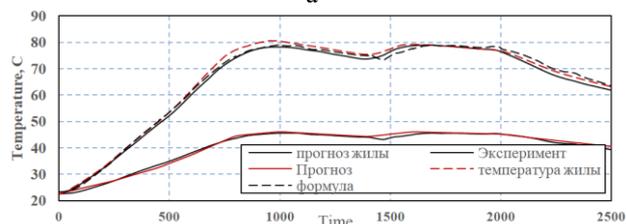
Результаты многоэтапного прогнозирования температуры кабеля

Тип исследуемого образца	Исследуемый элемент	Средняя ошибка прогноза			
		Самообучение НС, $\epsilon, ^\circ\text{C} / \%$		по формулой $\epsilon, ^\circ\text{C} / \%$	
Кабель № 1	Оболочка	0,7 $^\circ\text{C}$	1,6%		
	жила	1 $^\circ\text{C}$	1,3%	1,5 $^\circ\text{C}$	2,3%
Кабель № 2	Оболочка	0,5 $^\circ\text{C}$	1,23%		
	жила	0,98 $^\circ\text{C}$	1,49%	1,03 $^\circ\text{C}$	1,54%
Кабель № 3	Оболочка	0,8 $^\circ\text{C}$	1,9%		
	жила	1,5 $^\circ\text{C}$	2,1%	1,2 $^\circ\text{C}$	1,8%
Кабель № 4	Оболочка	0,8 $^\circ\text{C}$	1,8%		
	жила	1,5 $^\circ\text{C}$	2%	1,3 $^\circ\text{C}$	1,7%
Кабель № 5	Оболочка	0,7 $^\circ\text{C}$	2%		
	жила	1,8 $^\circ\text{C}$	3,2%	1,6 $^\circ\text{C}$	2,9%
Кабель № 6	Оболочка	0,7 $^\circ\text{C}$	1,6%		
	жила	1,03 $^\circ\text{C}$	1,64%	0,99 $^\circ\text{C}$	1,54%
Кабель № 7	Оболочка	0,8 $^\circ\text{C}$	1,4%		
	жила	1,2 $^\circ\text{C}$	1,7%	1,1 $^\circ\text{C}$	1,5%

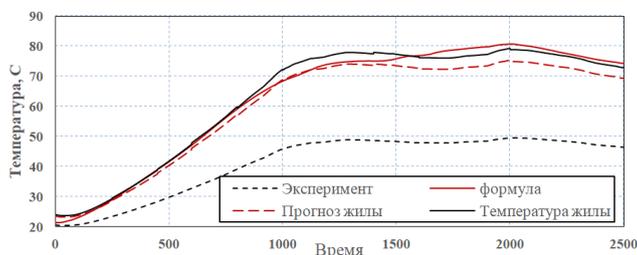
Диаграммы экспериментальной и спрогнозированной температуры поверхности и температуры центральной жилы СКЛ (рис. 8, б-ж) в зависимости от различных значений тока жилы (рис. 8,а), для кабелей напряжением 10 кВ с изоляцией из СПЭ показаны рис. 8.



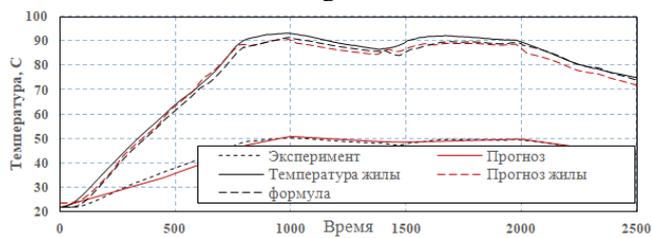
а



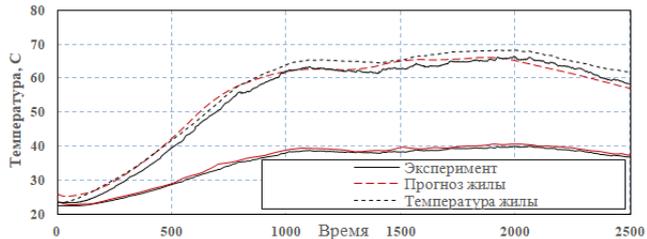
б



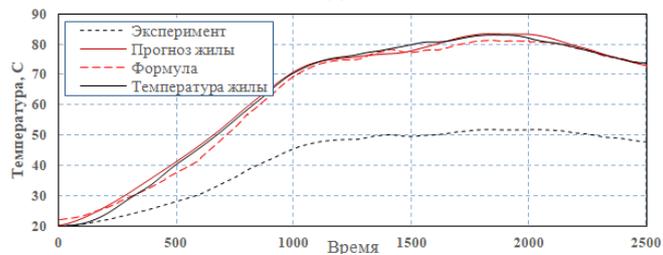
в



г



д



е

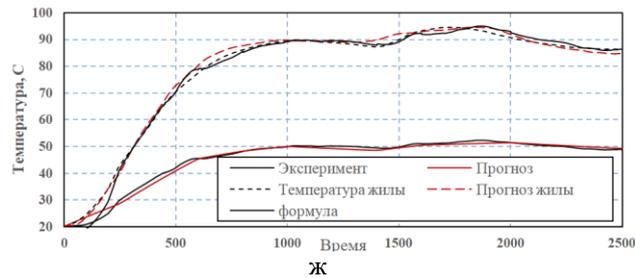


Рис. 8. График экспериментальных и прогнозируемых температур кабелей 2-7

Заключение. Проведено моделирование системы управления на базе разработанного программно-моделирующего комплекса, демонстрирующее ранее представленные численные показатели методов и алгоритмов, примененных в системе управления энергосетью. Разработанная НС математическая модель сводит задачу краткосрочного прогнозирования электропотребления к поиску матрицы свободных коэффициентов посредством обучения на имеющихся статистических данных. Получены прогнозные оценки электропотребления энергосистемы по данным потребляемой электроэнергии наружной температуры, типу дня и т.д. Модель прогнозирования величины, потребляемой активной и реактивной мощности вполне работоспособна, однако на данном этапе все еще имеет довольно высокий уровень погрешности прогнозирования. Для повышения точности прогнозирования необходимо увеличить базу данных, составляющих обучающую выборку, т.к. на данный момент имеющиеся данные охватывают временной промежуток длиной лишь 3-4 месяца. Влияние температуры на электропотребление. Известно, что электропотребление растет в холодные и жаркие дни. Однако при краткосрочном прогнозировании (сутки вперед) учет температуры не приводит к улучшению точности прогноза.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Положение ОАО «Россети» «О единой технической политике в электросетевом комплексе». – М.: ОАО «Россети», 2013.
2. Варжапетян А.Г., Глуценко В.В., Глуценко П.В. Методы исследования и управления проектами и процессами производства: монография. – М.: Вузовская книга, 2013. – 314 с.
3. Автоматизация диспетчерского управления в электроэнергетике / под общей ред. Ю.Н. Руденко и В.А. Семенова. – М.: Изд-во МЭИ, 2000. – 648 с.
4. Пшихопов В.Х., Гайдук А.Р., Медведев М.Ю., Беляев В.Е., Полуянович Н.К., Волощенко Ю.П. Энергосберегающее управление тяговыми приводами электроподвижного состава // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 2 (139). – С. 192-200.
5. Полуянович Н.К., Тибейко И.А. Эксплуатация и ремонт систем электроснабжения промышленных предприятий. – Таганрог, 2014.
6. Полуянович Н.К. Энергетическая электроника. Пособие по решению задач и методические указания. – Таганрог, 2001.
7. Zheng H, Yuan J, Chen L. Short-term load forecasting using EMD-LSTM neural networks with a XGBOOST algorithm for feature importance evaluation // Energies. – 2017. – Vol. 10. – P. 1-20. – DOI: 10.3390/en10081168.
8. Osovskii S. Neural networks for information processing. – М.: Финансы и статистика, 2002. – 344 p.
9. Полуянович Н.К., Дубяго М.Н., Азаров Н.В., Огреничев А.В. Прогнозирование ресурса электроизоляционных материалов силовых кабелей с использованием метода искусственных нейронных сетей: монография. – Ростов-на-Дону; Таганрог, 2022. – 116 с.
10. Dubyago M.N., Poluyanovich N.K. Thermal processes of the isolating materials in problems of nondestructive diagnostics of the main and power supply systems // EAI Endorsed Transactions on Energy Web and Information Technologies. – 01. 2018. – Vol. 5, Issue 16. – URL: <http://eudl.eu/doi/10.4108/eai.30-1-2018.153815>.

11. *Полуянович Н.К., Дубяго М.Н.* Оценка воздействующих факторов и прогнозирование электропотребления в региональной энергосистеме с учетом режима ее эксплуатации // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2022. – № 2. – С. 31-46.
12. *Dubyago M.N., Poluyanovich N.K.* The method of nondestructive testing and prediction of evolving insulation defect of power line cable // Proceedings of XI International SAUM Conference on Systems, Automatic Control and Measurements SAUM 2012. – 2012. – P. 418-422.
13. *Полуянович Н.К., Дубяго М.Н., Бурьков Д.В.* Термофлуктуационная теория разрушения и оценка долговечности электрической изоляции СПЭ кабелей // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 6. – С. 180-194.
14. *Дубяго М.Н., Полуянович Н.К.* Совершенствование методов диагностики и прогнозирования электроизоляционных материалов систем энергоснабжения: монография. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2019. – 192 с.
15. *Шарифуллин В.Н., Шарифуллина А.В.* Нейросетевое прогнозирование потребления электроэнергии промышленным предприятием // Вестник Казанского государственного энергетического университета. – 2012. – № 2 (13). – С. 6-11.
16. *Доманов В.И., Билалова А.И.* Анализ прогнозирования энергопотребления с различными информационными базами // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. – 2014. – Т. 16, № 4–3. – С. 535-537.
17. *Воронов И.В., Политов Е.А., Ефременко В.М.* Методика выбора входных параметров нейронной сети для прогнозирования электропотребления промышленного предприятия // Вестник Кузбасского государственного технического университета. – 2009. – № 3. – С. 62 -65.
18. *Кулбаракоев М.А.* К задаче прогнозирования энергопотребления с помощью нейронных сетей // Молодой ученый. – 2014. – № 11 (70). – С. 22-25. – URL: <https://moluch.ru/archive/70/12122/> (дата обращения: 05.12.2021).
19. *Полуянович Н.К., Дубяго М.Н.* Анализ и выбор методики в решении задач интеллектуализации систем прогнозирования термофлуктуационных процессов в кабельных сетях // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2020. – № 2 (212). – С. 52-66.
20. *Дубяго М.Н., Полуянович Н.К.* Метод оценки и прогнозирования остаточного ресурса изоляции кабельных линий // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2019. – № 3. – С. 132-143.
21. *Дубяго М.Н., Полуянович Н.К.* Алгоритм обучения искусственной нейронной сети факторного прогнозирования ресурса изоляционных материалов силовых кабельных линий // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 2. – С. 59-73.

REFERENCES

1. Polozhen e OAO «Rosset » «O ed noy tekhn cheskoj pol t ke v elektrosetevom komplekse» [The Regulation of JSC ROSSETI "On the Unified technical policy in the electric grid complex"]. Moscow: OAO «Rosset », 2013.
2. *Varzhapetyan A.G., Glushchenko V.V., Glushchenko P.V.* Metody issledovaniya i upravleniya proektami i protsessami proizvodstva: monografiya [Methods of research and management of projects and production processes: monograph]. Moscow: Vuzovskaya kniga, 2013, 314 p.
3. *Avtomatizatsiya dispetcherskogo upravleniya v elektroenergetike* [Automation of dispatching control in the electric power industry], under the general ed. Yu.N. Rudenko i V.A. Semenova. Moscow: Izd-vo MEI, 2000, 648 p.
4. *Pshikhopov V.Kh., Gayduk A.R., Medvedev M.Yu., Belyaev V.E., Poluyanovich N.K., Voloshchenko Yu.P.* Energoberegayushchee upravlenie tyagovymi privodami elektropodvizhnogo sostava [Energy-saving control of traction drives of electric rolling stock], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2013, No. 2 (139), pp. 192-200.
5. *Poluyanovich N.K., Tibeyko I.A.* Ekspluatatsiya i remont sistem elektrosnabzheniya promyshlennykh predpriyatij [Operation and repair of power supply systems of industrial enterprises]. Taganrog, 2014.
6. *Poluyanovich N.K.* Energeticheskaya elektronika. Posobie po resheniyu zadach i metodicheskie ukazaniya [Power electronics. Manual on problem solving and methodological guidelines]. Taganrog, 2001.
7. *Zheng H, Yuan J, Chen L.* Short-term load forecasting using EMD-LSTM neural networks with a XGBOOST algorithm for feature importance evaluation, *Energies*, 2017, Vol. 10, pp. 1-20. DOI: 10.3390/en10081168.

8. *Osovskii S.* Neural networks for information processing. Moscow: Finansy i statistika, 2002, 344 p.
9. *Poluyanovich N.K., Dubyago M.N., Azarov N.V., Ogrenichev A.V.* Prognozirovaniye resursa elektroizolyatsionnykh materialov silovykh kabeley s ispol'zovaniem metoda iskusstvennykh neyronnykh setey: monografiya [Forecasting the resource of electrical insulating materials of power cables using the method of artificial neural networks: monograph]. Rostov-on-Don; Taganrog, 2022, 116 p.
10. *Dubyago M.N., Poluyanovich N.K.* Thermal processes of the isolating materials in problems of nondestructive diagnostics of the main and power supply systems, *EAI Endorsed Transactions on Energy Web and Information Technologies*, 01. 2018, Vol. 5, Issue 16. Available at: <http://eudl.eu/doi/10.4108/eai.30-1-2018.153815>.
11. *Poluyanovich N.K., Dubyago M.N.* Otsenka vozdeystviyushchikh faktorov i prognozirovaniye elektropotrebleniya v regional'noy energosisteme s uchedom rezhima ee ekspluatatsii [Assessment of influencing factors and forecasting of power consumption in the regional power system, taking into account its operation mode], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2022, No. 2, pp. 31-46.
12. *Dubyago M.N., Poluyanovich N.K.* The method of nondestructive testing and prediction of evolving insulation defect of power line cable, *Proceedings of XI International SAUM Conference on Systems, Automatic Control and Measurements SAUM 2012*, 2012, pp. 418-422.
13. *Poluyanovich N.K., Dubyago M.N., Bur'kov D.V.* Termofluktatsionnaya teoriya razrusheniya i otsenka dolgovechnosti elektricheskoy izolyatsii SPE kabeley [Thermofluctuation theory of destruction and evaluation of the durability of electrical insulation of SPE cables], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2021, No. 6, pp. 180-194.
14. *Dubyago M.N., Poluyanovich N.K.* Sovershenstvovaniye metodov diagnostiki i prognozirovaniya elektroizolyatsionnykh materialov sistem energosnabzheniya: monografiya [Improvement of methods of diagnostics and forecasting of electrical insulating materials of power supply systems: monograph]. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2019, 192 p.
15. *Sharifullin V.N., Sharifullina A.V.* Neyrosetevoye prognozirovaniye potrebleniya elektroenergii promyshlennym predpriyatiem [Neural network forecasting of electricity consumption by an industrial enterprise], *Vestnik Kazanskogo gosudarstvennogo energeticheskogo universiteta* [Bulletin of Kazan State Power Engineering University], 2012, No. 2 (13), pp. 6-11.
16. *Domanov V.I., Bilalova A.I.* Analiz prognozirovaniya energopotrebleniya s razlichnymi informatsionnymi bazami [Analysis of energy consumption forecasting with various information bases], *Izvestiya Samarskogo nauchnogo tsentra Rossiyskoy akademii nauk* [Izvestiya Samara Scientific Center of the Russian Academy of Sciences], 2014, Vol. 16, No. 4-3, pp. 535-537.
17. *Voronov I.V., Politov E.A., Efremenko V.M.* Metodika vybora vkhodnykh parametrov neyronnoy seti dlya prognozirovaniya elektropotrebleniya promyshlennogo predpriyatiya [Method of selecting input parameters of a neural network for predicting power consumption of an industrial enterprise], *Vestnik Kuzbasskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta* [Bulletin of the Kuzbass State Technical University], 2009, No. 3, pp. 62 -65.
18. *Kulbarakov M.A.* K zadache prognozirovaniya energopotrebleniya s pomoshch'yu neyronnykh setey [On the problem of forecasting energy consumption using neural networks], *Molodoy uchenyy* [Young scientist], 2014, No. 11 (70), pp. 22-25. Available at: <https://moluch.ru/archive/70/12122/> (accessed 05 December 2021).
19. *Poluyanovich N.K., Dubyago M.N.* Analiz i vybor metodiki v reshenii zadach intellektualizatsii sistem prognozirovaniya termofluktatsionnykh protsessov v kabel'nykh setyakh [Analysis and choice of methodology in solving problems of intellectualization of forecasting systems of thermal fluctuation processes in cable networks], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2020, No. 2 (212), pp. 52-66.
20. Metod otsenki i prognozirovaniya ostatochnogo resursa izolyatsii kabel'nykh liniy [Method of estimation and forecasting of residual insulation life of cable lines], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2019, No. 3, pp. 132-143.
21. *Dubyago M.N., Poluyanovich N.K.* Algoritm obucheniya iskusstvennoy neyronnoy seti faktornogo prognozirovaniya resursa izolyatsionnykh materialov silovykh kabel'nykh liniy [Algorithm for training an artificial neural network for factor prediction of the resource of insulating materials of power cable lines], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2021, No. 2, pp. 59-73.

Статью рекомендовала к опубликованию к.т.н., доцент М.Г. Левина.

Полуянович Николай Константинович – Южный федеральный университет; e-mail: nik1-58@mail.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 89185693365; кафедра электротехники и мехатроники.

Дубяго Марина Николаевна – e-mail: w_m88@mail.ru; тел.: 89281758225; кафедра электротехники и мехатроники; аспирант.

Poluyanovich Nikolay Konstantinovich. – Southern Federal University; e-mail: nik1-58@mail.ru; Taganrog, Russia; phone: +79185693365; the department of electric technics and mechatronics.

Dubyago Marina Nikolaevna – e-mail: w_m88@mail.ru; phone: +79281758225; the department of electrical engineering and mechatronics; graduate student.

УДК 621.372.5

DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-43-53

М.Н. Максимов, С.М. Максимова, Р.В. Склифус

О УСТОЙЧИВОСТИ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКА ПУАНКАРЕ-СТЕКЛОВА ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ПО ПОЛУНАТУРНОМУ МОДЕЛИРОВАНИЮ СИСТЕМ

Рассматривается устойчивость фильтра Пуанкаре–Стеклова как с точки зрения теории четырёхполосников, так и с точки зрения итерационных численных методов решения СЛАУ. Полунатурное моделирование (hardware in the loop (HIL)) предполагает разбиение исходной системы на части, причём одна часть моделируется численно на компьютере, а вторая часть представлена реальным физическим объектом. Части системы обмениваются данными друг с другом через программно-аппаратный интерфейс, который может быть реализован по-разному и должен обеспечивать устойчивость, а также сходимость результатов полунатурного моделирования к результатам моделирования исходной системы. Варианты построения программно-аппаратных интерфейсов ITM, TLM, TFA, PCD, DIM, GCS и фильтр Пуанкаре-Стеклова описаны в соответствующих литературных источниках. На первом этапе в статье в обобщённом виде сформулирована задача по анализу устойчивости системы, разбитой на части с помощью фильтра Пуанкаре-Стеклова. Найдены параметры данной системы. На втором этапе проведён анализ устойчивости разбитой на части системы как с точки зрения теории четырёхполосников, так и численный метод решения СЛАУ. На следующем этапе в статье приводятся результаты численного моделирования исходной и разбитой на части системы в MATLAB. При моделировании по частям части системы обменивались данными друг с другом на каждом шаге моделирования только один раз с задержкой τ равной шагу моделирования. Такой способ численного моделирования разбитой на части системы максимально приближен к процессам, происходящим при полунатурном моделировании систем. Сравнение полученных результатов моделирования исходной и разбитой на части системы позволило сделать вывод, что фильтр Пуанкаре-Стеклова при правильном выборе значений стабилизирующих параметров позволяет обеспечить устойчивость и сходимость результатов полунатурного моделирования систем, а также может легко обеспечить устойчивость результатов PHIL моделирования.

Полунатурное моделирование; устойчивость моделирования по частям; фильтр Пуанкаре-Стеклова.

M.N. Maksimov, S.M. Maksimova, R.V. Sklifus

ON THE STABILITY OF THE FOUR-POLE POINCARÉ-STEKLOV FOR SOLVING TASKS OF HARDWARE IN THE LOOP MODELING OF SYSTEMS

The article considers the stability of the Poincaré–Steklov filter both from the point of view of the theory of four-poles and from the point of view of iterative numerical methods for solving a system of linear algebraic equations. HIL simulation involves splitting the initial system into parts,

with one part being modeled numerically on a computer, and the second part is represented by a real physical object. The parts of the system exchange data with each other through a hardware-software interface, which can be implemented in different ways and should ensure stability, as well as convergence of the results of HIL simulation to the results of modeling the original system. The variants of constructing software and hardware interfaces ITM, TLM, TFA, PCD, DIM, GCS and the Poincaré-Steklov filter are described in the relevant literature sources. At the first stage, the article formulated in a generalized form the problem of analyzing the stability of a system divided into parts using the Poincaré-Steklov filter. The parameters of this system are found. At the second stage, the analysis of the stability of the system divided into parts was carried out both from the point of view of the theory of quadripoles and numerical methods for solving a system of linear algebraic equations. At the next stage, the article presents the results of numerical modeling of the initial and partitioned system in MATLAB. When modeling in parts, the parts of the system exchanged data with each other at each step of the simulation only once with a delay of h . This method of numerical modeling of a system divided into parts is as close as possible to the processes occurring during HIL modeling of systems. A comparison of the obtained simulation results of the initial and fragmented system allowed us to conclude that the Poincaré-Steklov filter, with the correct choice of values of stabilizing parameters, allows for stability and convergence of the results of HIL modeling of systems, and can also easily ensure the stability of the results of PHIL modeling.

Hardware in the loop simulation; stability of hardware in the loop simulation; Poincaré-Steklov filter.

Введение. В статье исследуется устойчивость и сходимость результатов моделирования системы по частям при использовании фильтра Пуанкаре-Стеклова как с точки зрения теории четырёхполюсников, так и с точки зрения численных методов решения СЛАУ.

Полунатурное моделирование предполагает, что система разбивается на части и одна часть системы моделируется численно, а другая часть системы представлена реальным физическим объектом. При этом на каждом шаге части системы через программно-аппаратный интерфейс обмениваются между собой данными (рассчитанными и измеренными значениями величин) с некоторой задержкой t .

В литературе описаны различные варианты построения программно-аппаратных интерфейсов ITM, TLM, TFA, PCD, DIM [1–5], GCS [6–15], фильтр Пуанкаре-Стеклова [16, 17, 20, 21], которые должны обеспечивать устойчивость и сходимость результатов полунатурного моделирования к результатам моделирования исходной системы.

В статье показано, что фильтр Пуанкаре-Стеклова при правильном выборе параметров может обеспечить устойчивость результатов полунатурного моделирования систем.

Постановка задачи. В статье необходимо исследовать устойчивость и сходимость результатов моделирования системы по частям при использовании фильтра Пуанкаре-Стеклова как с точки зрения теории четырёхполюсников, так и с точки зрения численных методов решения СЛАУ.

Ниже на рис. 1 приведена исходная система $A+B$, которая была разбита с помощью Y -формы [20] фильтра Пуанкаре-Стеклова (D) на две части $A+D+B$.

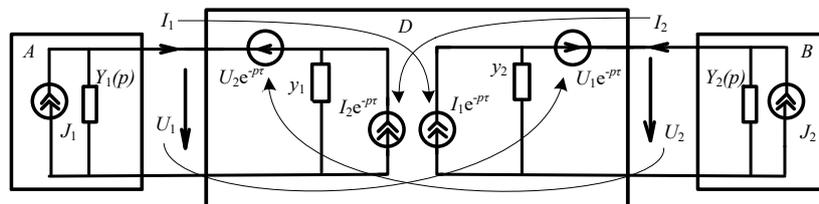


Рис. 1. Система, разбитая на две части, с помощью фильтра Пуанкаре-Стеклова

Y -параметры четырёхполосника Пуанкаре-Стеклова для данного представления приведены ниже:

$$Y = \begin{bmatrix} \frac{y_1+y_2 e^{-2p\tau}}{1-e^{-2p\tau}} & \frac{-(y_1+y_2)e^{-p\tau}}{1-e^{-2p\tau}} \\ \frac{-(y_1+y_2)e^{-p\tau}}{1-e^{-2p\tau}} & \frac{y_2+y_1 e^{-2p\tau}}{1-e^{-2p\tau}} \end{bmatrix}.$$

Как видно из рис. 1 фильтр Пуанкаре-Стеклова (D) состоит из управляемых источников тока и напряжения, значения которых равны значениям соответствующих токов и напряжений на входах четырёхполосника, задержанных на величину τ . Проводимости y_1 и y_2 называются стабилизирующими элементами (параметрами). Значения стабилизирующих элементов существенно влияют на устойчивость и сходимость результатов полунатурного моделирования.

С помощью Y -параметров найдём эквивалентную входную Y_{11} и выходную проводимость Y_{22} , коэффициенты передачи по току G_{12} , G_{21} и напряжению K_{12} , K_{21} сшивающего четырёхполосника, нагруженного соответственно на $Y_2(p)$ и $Y_1(p)$. Выражения для этих величин приведены ниже:

$$\begin{aligned} K_{12} &= \frac{(y_1+y_2)e^{-p\tau}}{Y_2+y_2+(y_1-Y_2)e^{-2p\tau}}, \\ K_{21} &= \frac{(y_1+y_2)e^{-p\tau}}{Y_1+y_1+(y_2-Y_1)e^{-2p\tau}}, \\ Y_{11} &= \frac{-y_1(Y_2+y_2)+(y_1-Y_2)y_2 e^{-2p\tau}}{Y_2+y_2+(y_1-Y_2)e^{-2p\tau}}, \\ Y_{22} &= \frac{-y_2(Y_1+y_1)+(y_2-Y_1)y_1 e^{-2p\tau}}{Y_1+y_1+(y_2-Y_1)e^{-2p\tau}}, \\ G_{12} &= \frac{Y_2(y_1+y_2)e^{-p\tau}}{-y_1(Y_2+y_2)+(y_1-Y_2)y_2 e^{-2p\tau}}, \\ G_{21} &= \frac{Y_1(y_2+y_1)e^{-p\tau}}{-y_2(Y_1+y_1)+(y_2-Y_1)y_1 e^{-2p\tau}}. \end{aligned}$$

Если подставить в выражения $K_{12}(p)$, $G_{12}(p)$, $Y_{11}(p)$ значения $y_1 = Y_2(p)$, то они преобразуются к виду:

$$K_{12}(p) = \frac{V_2(p)}{V_1(p)} = e^{-p\tau}, G_{12}(p) = \frac{I_2(p)}{I_1(p)} = -e^{-p\tau}, Y_{11}(p) = Y_2(p).$$

Если подставить в выражения $K_{21}(p)$, $G_{21}(p)$, $Y_{22}(p)$ значения $y_2 = Y_1(p)$, то они преобразуются к виду:

$$K_{21}(p) = \frac{V_1(p)}{V_2(p)} = e^{-p\tau}, G_{21}(p) = \frac{I_1(p)}{I_2(p)} = -e^{-p\tau}, Y_{22}(p) = Y_1(p).$$

Анализируя выражения, приведенные выше, можно прийти к следующим выводам. Если параметр $y_1 = Y_2$, то напряжения и токи на входе и выходе четырёхполосника совпадают с учётом задержки на один шаг, т.е. $U_2(t)=U_1(t-\tau)$ и $I_2(t)=I_1(t-\tau)$, а эквивалентная входная проводимость обобщённой схемы сшивания будет равна проводимости нагрузки Y_2 .

То же самое происходит, если выбрать параметр $y_2 = Y_1$, напряжения и токи на входе и выходе четырёхполосника совпадают с учётом задержки на один шаг, т.е. $U_1(t)=U_2(t-\tau)$ и $I_1(t)=-I_2(t-\tau)$, а выходная проводимость схемы сшивания будет равна Y_1 .

Отсюда можно сделать вывод, что в режиме $y_1=Y_2$, $y_2=Y_1$ четырёхполосник D является идеальной линией задержки.

Анализ устойчивости разбитой на части системы. Проведём анализ устойчивости системы изображённой на рис. 1. Для этого найдём полюса коэффициентов передачи по току, выразив передаточные функции следующим образом:

$$G_{21_n} = Y_{11}/(Y_{11} + Y_1), \quad G_{12_n} = Y_{22}/(Y_{22} + Y_2).$$

где G_{21_n}, G_{12_n} - коэффициенты передачи по току; Y_{11} и Y_{22} - полученные ранее выражения для входной и выходной проводимости соответственно.

Найдём полюсы передаточных функций G_{21_n}, G_{12_n} . Они могут быть записаны в виде:

$$\frac{-\ln\left(\frac{(Y_2+y_2)(Y_1+y_1)}{(y_2-Y_1)(y_1-Y_2)}\right)}{2\tau}, \quad -\frac{\ln\left(\frac{(Y_2+y_2)(Y_1+y_1)}{(y_2-Y_1)(y_1-Y_2)}\right)}{2\tau}.$$

Как известно, система устойчива, если полюсы передаточной функции лежат в левой полуплоскости, а это будет выполнено, если будет выполняться условие:

$$\left| \frac{(Y_2-y_1)(Y_1-y_2)}{(Y_1+y_1)(Y_2+y_2)} \right| < 1. \quad (1)$$

Исследуем устойчивость результатов моделирования системы по частям при использовании фильтра Пуанкаре-Стеклова с точки зрения итерационных численных методов решения СЛАУ.

При моделировании систем, поведение которой описывается дифференциальными уравнениями, используются методы численного интегрирования [18]. Выбирается шаг моделирования h , реактивные элементы цепи преобразуются к активным элементам и зависимым источникам тока или напряжения. В результате решение системы дифференциальных уравнений, описывающих поведение системы, сводится к решению СЛАУ.

На рис. 2 показана схема обмена данными между частями **A**, **B** системы через фильтр Пуанкаре-Стеклова **D**, после того как к частям системы был применён метод численного интегрирования, т.е. после того как она была преобразована в СЛАУ. На рис. 2 индекс t показывает изменение времени моделирования на величину h , а индекс k количество итераций на каждом временном шаге.

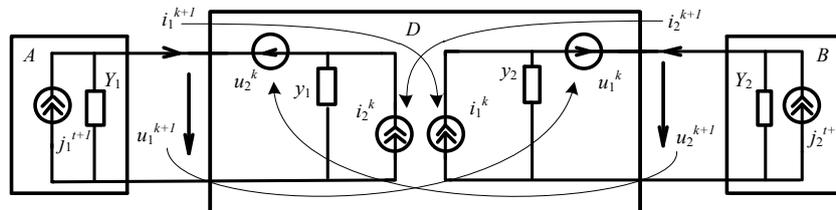


Рис. 2. Схема обмена данными между частями системы **A+B**

Как видно из рисунка, части системы **A** и **B** решаются параллельно друг другу и обмениваются друг с другом результатами на каждом временном шаге (или каждой итерации), что соответствует итерационному методу решения СЛАУ методом Гаусса-Якоби.

Составим уравнение цепи по методу узловых потенциалов:

$$\begin{pmatrix} Y_1 + y_1 & 0 \\ 0 & Y_2 + y_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1^{k+1} \\ u_2^{k+1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & Y_2 - y_1 \\ Y_1 - y_2 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1^k \\ u_2^k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} j_1^{t+1} + j_2^t \\ j_2^{t+1} + j_1^t \end{pmatrix},$$

или

$$\begin{pmatrix} u_1^{k+1} \\ u_2^{k+1} \end{pmatrix} = W \begin{pmatrix} u_1^k \\ u_2^k \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/(Y_1 + y_1) & 0 \\ 0 & 1/(Y_2 + y_2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j_{1t+1} + j_{2t} \\ j_{2t+1} + j_{1t} \end{pmatrix},$$

где W – матрица перехода

$$W = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(y_1 - Y_2)}{(y_1 + Y_2)} \\ \frac{(y_2 - Y_1)}{(y_2 + Y_1)} & 0 \end{bmatrix}.$$

Собственные значения матрицы перехода W описываются выражением

$$\lambda_{1,2} = \pm \sqrt{\frac{(y_2 - Y_1)(y_1 - Y_2)}{(Y_1 + y_1)(Y_2 + y_2)}}. \quad (2)$$

Как видно из (2), собственные значения матрицы W есть пара реальных или мнимых чисел. Как известно, для того чтобы решение было устойчиво необходимо, чтобы выполнялось условие $|\lambda_{1,2}| < 1$.

Сравнивая полученное выражение с выражениями и результатами, полученными в (1) видим, что они не противоречат друг другу. Поэтому требование о том, что сшивающий четырёхполосник должен играть роль идеальной линии задержки эквивалентно требованию обращения в ноль всех собственных чисел матрицы перехода W и требованию, чтобы все полюсы передаточной функции были расположены в левой полуплоскости на $-\infty$.

Необходимо отметить, что даже при идеальных условиях, т.е. когда четырёхполосник играет роль идеальной линии задержки, на каждом временном шаге необходимо выполнить минимум две итерации, чтобы решение разбитой на части системы совпало с решением исходной системы. Но если мы говорим о НИЛ, то там возможна только одна итерация. Следовательно, решение разбитой на части системы при НИЛ с использованием фильтра Пуанкаре-Стеклова будет стремиться, но не совпадать с решением исходной системы.

Тем не менее, при применении фильтра Пуанкаре-Стеклова, в случае если часть B , например, является реальным физическим объектом (НИЛ), то части должны синхронно обмениваться друг с другом данными с частотой $F = 1/\tau$, где $\tau = h$. В свою очередь это означает, что после измерения величин i_2 , u_2 и передачи их в часть A , у части A есть время τ , чтобы рассчитать новые значения i_1 , u_1 и при наличии усилителей в интерфейсе фильтра (РНИЛ) усилить полученные значения.

Таким образом, задержка на величину τ в обмене данными между частями системы, является необходимым условием для устойчивости процесса моделирования (НИЛ и РНИЛ) при использовании фильтра Пуанкаре-Стеклова.

Такой подход существенно отличается от других интерфейсов, построенные на базе методе Гаусса-Зейделя, т.е. методе который предполагает последовательное решение частей системы (пока часть A находит новые значения, часть B вынуждена ждать в течении τ_2). К сожалению, поскольку часть B является реальным физическим объектом (т.е. физические процессы, протекающие в части B , остановить на время τ_2 невозможно), то появление τ_2 приводит к неустойчивости процесса моделирования НИЛ и тем более РНИЛ, так как там величина τ_2 может достигать значимых величин. Для таких интерфейсов части системы обычно обмениваются друг с другом данными с частотой $F = 1/T$, где $T = h$, причем при этом стараются обеспечить условие: τ_2 должна быть много меньше T .

Таким образом, система, разбитая на части с помощью фильтра Пуанкаре-Стеклова, устойчива, если стабилизирующие параметры y_1 или y_2 равны Y_2 или Y_1 . В свою очередь вычислить значения Y_1 и Y_2 системы можно с помощью дополнений Шура [19].

Пример моделирования системы по частям. Рассмотрим исходную систему, изображённую на рис. 3. На вход системы подаётся напряжение в виде меандра, индуктивность $L_1 = L_2 = 1\text{ мГн}$, $Y_1 = Y_2 = Y_4 = 1000\text{ См}$, $Y_3 = 0.5\text{ См}$, $C_1 = 3\text{e-3}$.

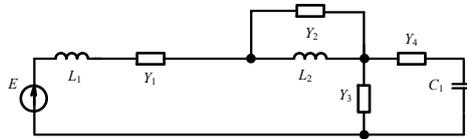


Рис. 3. Исходная система

Интерес к исследованию таких систем возникает при использовании ИЛ технологии для моделирования работы трёхфазных инверторов.

Разобьём исходную систему на части с помощью фильтра Пуанкаре-Стеклова как показано на рис. 4.

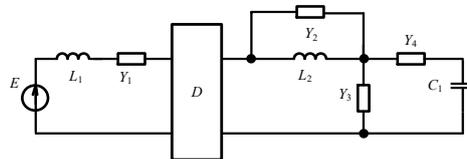


Рис. 4. Разбитая на части система

Аналогично описанному выше, составим с помощью модифицированного метода узловых потенциалов и Y-формы фильтра Пуанкаре Стеклова систему уравнений описывающих поведение исходной системы и разбитой на части. Промоделируем и сопоставим решения исходной системы и разбитой на части при использовании численного метода интегрирования основанного на обратной формуле Эйлера.

Промоделируем с шагом $h = 1\text{ мс}$ исходную и разбитую на части систему в MATLAB, при этом части системы будут обмениваться данными друг с другом на каждом шаге моделирования только один раз, т.е. задержка $\tau = h = 1\text{ мс}$. Такой способ численного моделирования разбитой на части системы максимально приближен к процессам, происходящим при полунатурном моделировании систем.

Результатом моделирования будет сопоставление тока через L_1 и напряжения на C_1 у исходной системы и системы разбитой на части.

Ниже на рис. 5 представлены результаты моделирования исходной системы и разбитой на части. Перед моделированием с помощью дополнения Шура [19] были вычислены значения стабилизирующих элементов $y_2 = 0.999$, $y_1 = 3.4789$.

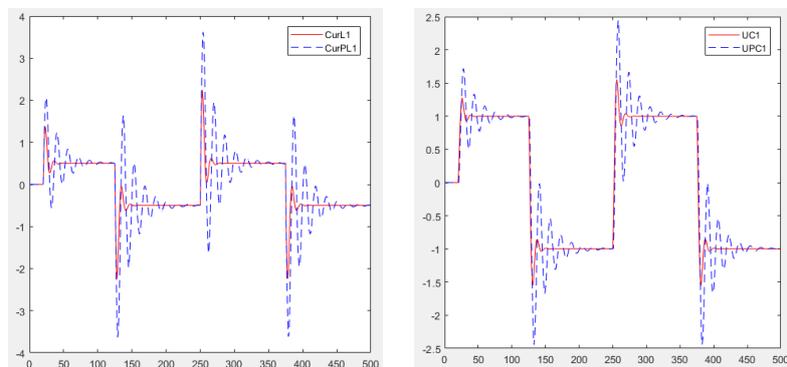


Рис. 5. Графики изменения тока через L_1 и напряжения на C_1 у исходной системы ($CurL1$, $UC1$) и разбитой на части ($CurPL1$, $UPC1$) при $y_2 = 0.999$, $y_1 = 3.4789$

Как видно из рис. 5 процесс полунатурного моделирования устойчив, но медленно сходится к результатам моделирования исходной системы.

Ниже на рис. 6 представлены результаты моделирования исходной системы и разбитой на части, но при этом значения стабилизирующих параметров было взято равным $y_1 = y_2 = 0.999$.

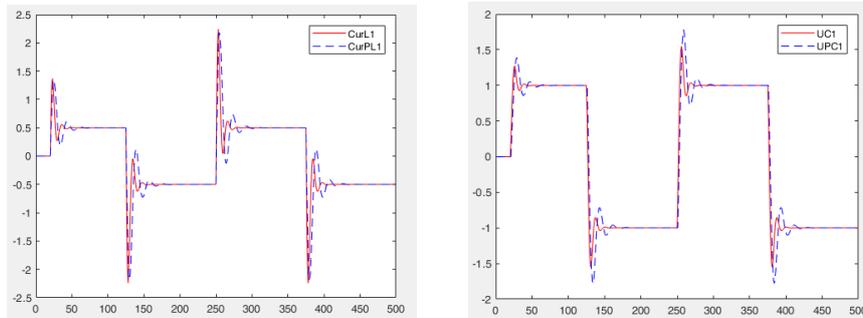


Рис. 6. Графики изменения тока через L_1 и напряжения на C_1 у исходной системы ($CurL1$, $UC1$) и разбитой на части ($CurPL1$, $UPC1$) при $y_1 = y_2 = 0.999$

Как видно из рисунка 6 результаты стали более адекватными, кроме того нет необходимости вычислять дополнение Шура для части **B**, что в принципе затруднительно, так как предполагается, что она представлена реальным физическим объектом. Напротив, СЛАУ для части **A** известна, так что нахождение дополнения Шура не вызывает проблем.

На рис. 7 представлены результаты моделирования исходной системы и разбитой на части при использовании метода трапеции и выполнении не одной, а *двух итераций* на каждом шаге. Перед моделированием с помощью дополнения Шура были вычислены значения стабилизирующих элементов $y_2 = 0.999$, $y_1 = 3.4789$.

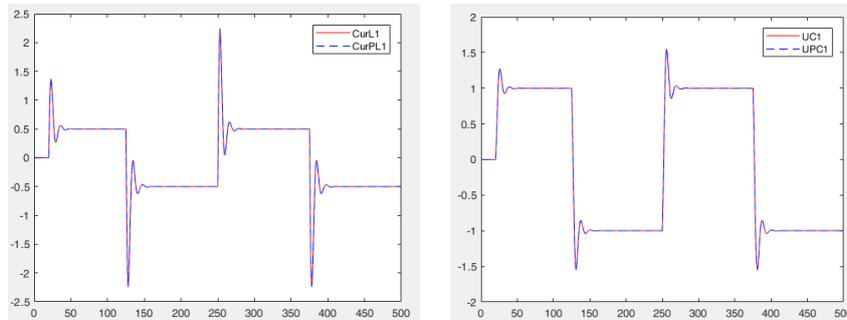


Рис. 7. Графики изменения тока через L_1 и напряжения на C_1 у исходной системы ($CurL1$, $UC1$) и разбитой на части ($CurPL1$, $UPC1$) при $y_2 = 0.999$, $y_1 = 3.4789$ и выполнении *двух итераций* на каждом шаге

Как видно из графиков при выполнении двух итераций на каждом временном шаге результаты моделирования исходной системы и разбитой на части совпали. Это подтверждает ранее полученные теоретические результаты, но при полунатурном моделировании возможна только одна итерация.

Заключение. Таким образом, анализируя полученные результаты, можно прийти к следующим выводам:

♦ результаты моделирования ННЛ системы с использованием фильтра Пуанкаре-Стеклова в принципе будут стремиться, но не смогут точно совпасть с результатами моделирования исходной системы (см. рис 5 и 6);

♦ в статье в численных экспериментах использован «экстремальный» вариант воздействия на систему (меандр), при более «гладком» воздействии результаты ННЛ моделирования и моделирования исходно системы будут совпадать с достаточной для практики точностью;

♦ фильтра Пуанкаре-Стеклова, по сравнению с другими интерфейсами, позволяет значительно увеличить частоту F обмена данными между частями ННЛ системы и легко обеспечит устойчивость результатов РННЛ моделирования;

♦ численные эксперименты показывают, что значение стабилизирующих параметров y_1, y_2 лучше выбрать равным дополнению Шура, полученной для части A (тем более, что вычислить дополнение Шура для части B , представленной реальным физическим объектом, может потребовать дополнительных усилий).

Следовательно, четырёхполосник Пуанкаре-Стеклова устойчив и его можно применять для построения интерфейсов взаимодействия частей системы при полунатурном моделировании, но с учётом выше приведённых выводов.

Статью рекомендовал к опубликованию к.т.н. Р.Г. Шаповалов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Ren W., Steurer M., Baldwin T.L.* Improve the stability and the accuracy of power hardware-in-the-loop simulation by selecting appropriate interface algorithms // IEEE Transactions on Industry Applications. – Jul/Aug 2008. – Vol. 44, No. 4. – P. 1286-1294.
2. *Santi E., Siegers J.* Improved power hardware-in-the-loop interface algorithm using wideband system identification // Twenty-Ninth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2014. – P. 1198-1204.
3. *Tucker J.* Power-Hardware-In-The-Loop (PHIL) Considerations and Implementation Methods for Electrically Coupled Systems, MS Thesis, Dept. of Elect. Eng., Univ. of South Carolina, 2011.
4. *Mersenski R.* Evaluation of a New Power-Hardware-In-The-Loop (PHIL) Interface Algorithm for Current Controlled Amplifiers, M.S. thesis, Dept. of Elect. Eng., Univ. of South Carolina, 2011.
5. *Paran S., Edrington C.S.* Improved power hardware in the loop interface methods via impedance matching // Proc. IEEE Electric Ship Technologies Symposium. – April 2013. – P. 342-346.
6. *Дмитриев-Здоров В.Б., Ляшев В.А., Максимов М.Н.* Реализация распределенного моделирования электрических цепей в локальных вычислительных сетях // Теле-коммуникации. – 2001. – № 11. – С. 15-19.
7. *Dmitriev-Zdorov V., Dougle R., Lyashev V., Maksimov M., Popov V., Solodovnik E.* Distributed Simulation of the Electromechanical System in the VTB // Fifth IASTED International Conference Power and Energy Systems (PES 2001) in Tampa, FL, November 19-22, 2001.
8. *Dmitriev-Zdorov V.B., Ljashev V.A., Maksimov M.N.* Modified concurrent relaxation method and improving the stability of numerical analysis by partitioning // Int. Conf. IT-2002. – Part#3. – Taganrog: TSURE, 2002. – P. 35-37.
9. *Дмитриев-Здоров В.Б., Максимов М.Н.* Моделирование по частям // Матер. международной научной конференции «Динамика процессов в природе, обществе и технике; информационные аспекты». Ч. 2. – Таганрог: ТРТУ 2003. – 108 с. 7 с.
10. *Максимов М.Н.* Распределенное моделирование системы разбитой на три части // Матер. междунауч. конф. «Системный подход в науках о природе, человеке и технике». Ч. 5. – Таганрог: ТРТУ, 2004. – С. 32-37.
11. *Попов В.П., Максимов М.Н., Мерёжин Н.И.* Об устойчивости и сходимости моделирования по частям. Российская Академия наук // Вестник южного научного центра. – 2005. – Т. 1. – Вып. 3. – С. 11-21.

12. *Dmitriev-Zdorov V.B., Maksimov M.N., Popov V.P., Bastos J., Monti A., Dougal R.* Generalized Coupling Scheme for Distributed Simulations of Power Systems // Transactions of the Society for Modeling and Simulation International, March 2006.
13. *Максимов М.Н.* Технология моделирования систем по частям // Параллельные вычислительные технологии (ПаВТ'2011): Тр. международной научной конференции (Москва, 28 марта – 1 апреля 2011 г.). – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2011. – 705 с. – ISBN 978-5-696-04090-5.
14. *Lyashev V.* Stability of Concurrent Relaxation Algorithm // Izvestia SFedU. Engineering Science. – 2010. – No. 2. – P. 39-45.
15. *Lyashev V.* Accuracy issue in delayed feed-back decomposition systems // Izvestia SFedU. Engineering Science. – 2010. – No. 1. – P. 201-204.
16. *Максимов М.Н., Мережин Н.И., Федосов В.П., Лабынцев А.В., Максимов А.А.* Эквивалентная схема шивающего четырехполосника // Радиотехника и электроника. – 2016. – Т. 61, № 2. – С. 162-169.
17. *Mikhail Maksimov, Vladimir Llyashev, Nikolay Merezhin, Sergey Sinyutin.* Poincare-Steklov filter in hardware-in-the-loop modeling // 2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) Year: 2017. – P. 1-6. – DOI: 10.1109/SIBCON.2017.7998531.
18. *Влах И., Сингал К.* Машинные методы анализа и проектирования электронных схем: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1988. – 560 с.
19. *The Schur Complement and Its Applications*, edited by Fuzhen Zhang, Springer Verlag, Series: Numerical Methods and Algorithms. – 2005. – Vol. 4. – 295 p.
20. *Максимов М.Н., Максимова С.М.* Применение четырёхполосника Пуанкаре-Стеклова для построения интерфейса при полунатурном моделировании систем // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 6. – С. 43-52.
21. *Максимов М.Н., Максимова С.М.* Использование четырёхполосного представления фильтра Пуанкаре-Стеклова для полунатурном моделировании нелинейных систем // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. № 6. – С. 34-42.

REFERENCES

1. *Ren W., Steurer M., Baldwin T.L.* Improve the stability and the accuracy of power hardware-in-the-loop simulation by selecting appropriate interface algorithms, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jul/Aug 2008, Vol. 44, No. 4, pp. 1286-1294.
2. *Santi E., Siegers J.* Improved power hardware-in-the-loop interface algorithm using wideband system identification, *Twenty-Ninth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2014, pp. 1198-1204.
3. *Tucker J.* Power-Hardware-In-The-Loop (PHIL) Considerations and Implementation Methods for Electrically Coupled Systems, MS Thesis, Dept. of Elect. Eng., Univ. of South Carolina, 2011.
4. *Mersenski R.* Evaluation of a New Power-Hardware-In-The-Loop (PHIL) Interface Algorithm for Current Controlled Amplifiers, M.S. thesis, Dept. of Elect. Eng., Univ. of South Carolina, 2011.
5. *Paran S., Edrington C.S.* Improved power hardware in the loop interface methods via impedance matching, *Proc. IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, April 2013, pp. 342-346.
6. *Dmitriev-Zdorov V.B., Lyashev V.A., Maksimov M.N.* Realizatsiya raspredelenogo modelirovaniya elektricheskikh tsepey v lokal'nykh vychislitel'nykh setyakh [Implementation of distributed simulation of electrical circuits in local area networks], *Tele-kommunikatsii* [Tele-communications], 2001, No. 11, pp. 15-19.
7. *Dmitriev-Zdorov V., Dougle R., Lyashev V., Maksimov M., Popov V., Solodovnik E.* Distributed Simulation of the Electromechanical System in the VTB, *Fifth IASTED International Conference Power and Energy Systems (PES 2001) in Tampa, FL, November 19-22, 2001*.
8. *Dmitriev-Zdorov V.B., Ljashev V.A., Maksimov M.N.* Modified concurrent relaxation method and improving the stability of numerical analysis by partitioning, *Int. Conf. IT-2002*, Part#3. Taganrog: TSURE, 2002, pp. 35-37.
9. *Dmitriev-Zdorov V.B., Maksimov M.N.* Modelirovanie po chastyam [Modeling in parts], *Material. mezhdunarodnoy nauchnoy konferentsii «Dinamika protsessov v prirode, obshchestve i tekhnike; informatsionnye aspekty»* [Materials of the international scientific conference "Dynamics of processes in nature, society and technology; information aspects"]. Part 2. Taganrog: TRTU 2003, 108 p. 7 p.

10. *Maksimov M.N.* Raspredelennoe modelirovanie sistemy razbitoy na tri chasti [Distributed modeling of a system divided into three parts], *Mater. mezhd. nauchn. konf. «Sistemnyy podkhod v naukakh o prirode, cheloveke i tekhnike»* [Materials of the international scientific conference "A systematic approach in the sciences of nature, man and technology"]. Part 5. Taganrog: TRTU, 2004, pp. 32-37.
11. *Popov V.P., Maksimov M.N., Merezhin N.I.* Ob ustoychivosti i skhodimosti modelirovaniya po chastyam. Rossiyskaya Akademiya nauk [On the stability and convergence of modeling in parts. Russian Academy of Sciences], *Vestnik yuzhnogo nauchnogo tsentra* [Bulletin of the Southern Scientific Center], 2005, Vol. 1, Issue 3, pp. 11-21.
12. *Dmitriyev-Zdorov V.B., Maksimov M.N., Popov V.P., Bastos J., Monti A., Dougal R.* Generalized Coupling Scheme for Distributed Simulations of Power Systems, *Transactions of the Society for Modeling and Simulation International*, March 2006.
13. *Maksimov M.N.* Tekhnologiya modelirovaniya sistem po chastyam [Technology of modeling systems in parts], *Parallelnye vychislitel'nye tekhnologii (PAVT'2011): Tr. mezhdunarodnoy nauchnoy konferentsii (Moskva, 28 marta – 1 aprelya 2011 g.)* [Parallel Computing Technologies (PAVT'2011): Proceedings of the International Scientific Conference (Moscow, March 28 - April 1, 2011)]. Chelyabinsk: Izdatel'skiy tsentr YuUrGU, 2011, 705 p. ISBN 978-5-696-04090-5.
14. *Lyashev V.* Stability of Concurrent Relaxation Algorithm, *Izvestia SFedU. Engineering Science*, 2010, No. 2, pp. 39-45.
15. *Lyashev V.* Accuracy issue in delayed feed-back decomposition systems, *Izvestia SFedU. Engineering Science*, 2010, No. 1, pp. 201-204.
16. *Maksimov M.N., Merezhin N.I., Fedosov V.P., Labyntsev A.V., Maksimov A.A.* Ekvivalentnaya skhema sshivayushchego chetyrekhpolysnika [Equivalent scheme of a crosslinking four-pole], *Radiotekhnika i elektronika* [Radio engineering and electronics], 2016, Vol. 61, No. 2, pp. 162-169.
17. *Mikhail Maksimov, Vladimir Llyashev, Nikolay Merezhin, Sergey Sinyutin.* Poincare-Steklov filter in hardware-in-the-loop modeling, *2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) Year: 2017*, pp. 1-6. DOI: 10.1109/SIBCON.2017.7998531.
18. *Vlakh I., Singkhal K.* Mashinnye metody analiza i proektirovaniya elektronnykh skhem [Machine methods of analysis and design of electronic circuits]: trans. from engl. Moscow.: Radio i svyaz', 1988, 560 p.
19. The Schur Complement and Its Applications, edited by Fuzhen Zhang, Springer Verlag, Series: Numerical Methods and Algorithms, 2005, Vol. 4, 295 p.
20. *Maksimov M.N., Maksimova S.M.* Primenenie chetyrekhpolysnika Puankare-Steklova dlya postroeniya interfeysa pri polunaturnom modelirovanii sistem [Application of the four-pole Poincare-Steklov for interface construction in semi-natural system modeling], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2021, No. 6, pp. 43-52.
21. *Maksimov M.N., Maksimova S.M.* Ispol'zovanie chetyrekhpolysnogo predstavleniya fil'tra Puankare-Steklova dlya polunaturnom modelirovanii nelineynykh sistem [Using the four-pole representation of the Poincare-Steklov filter for semi-natural modeling of nonlinear systems], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2021, No. 6, pp. 34-42.

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

Максимов Михаил Николаевич – Южный федеральный университет; e-mail: maksimovm@mail.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 88634371632; кафедра теоретических основ радиотехники; к.т.н.; доцент.

Склифус Рада Викторовна – e-mail: skl fuss@mail.ru; тел.: 88634371632; кафедра систем автоматического управления; студентка.

Максимова София Михайловна – Политехнический институт филиал федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Донской государственный технический университет»; e-mail: sofiamaksimova.2003@mail.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 88634623414; учебная часть; студентка.

Maksimov Mikhail Nikolaevich – Southern Federal University; e-mail: maksimovm@mail.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634371632; the department of fundamental of radioengineering; cand. of eng. sc.; associate professor.

Sklifus Rada Viktorovna – e-mail: sklifuss@mail.ru; phone: +78634371632; the department of automatic control systems; student.

Maksimova Sofia Mikhailovna – Polytechnic Institute branch of the Don State Technical University in Taganrog; e-mail: sofiamaksimova.2003@mail.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634623414; academic unit; student.

УДК 519.816:510.644.4

DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-53-60

В.И. Данильченко, Е.В. Данильченко, В.М. Курейчик

ОПРЕДЕЛЕНИЕ НЕЧЕТКИХ УСЛОВИЙ И АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ РЕШЕНИЙ В ЗАДАЧЕ ЭВАКУАЦИИ ПРИ ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЯХ*

Количественная оценка в коллективном поведении и принятии решений в нечетких условиях имеет решающее значение для обеспечения здоровья и безопасности населения. Задача моделирования и прогнозирования поведения в нечетких условиях, как известно, имеет повышенную сложность за счет большого количества факторов, из которых формируется NP-полная многокритериальная задача. Существует сложность в определении количественной оценки влияния нечетких факторов с помощью математической модели. В этой связи в работе предлагается модель принятия решений человеком для описания эмпирического поведения субъектов в эксперименте, имитирующем сценарий чрезвычайной ситуации. Разработанная нечеткая модель объединяет нечеткую логику в обычную модель социального поведения. В отличие от существующих моделей и приложений, такой подход использует нечеткие множества и функции принадлежности для описания процесса эвакуации в условиях чрезвычайной ситуации. Цель данной работы заключается в определении нечетких правил и анализ существующих решений. Научная новизна заключается в формировании набора факторов, которые формируют нечеткие правила принятия динамических решений. Постановка задачи в данной работе заключается в следующем: сформировать набор факторов, влияющие на поведение пешеходов, которые моделируются как нечеткие входные данные. Практическая ценность работы заключается в создании нового набора нечетких правил, позволяющий использовать их в алгоритме эвакуации для эффективного решения поставленной задачи. Принципиальное отличие от известных подходов в применении нового набора нечетких правил, который содержит факторы: «восприятия», «намерение», «отношение». Для реализации предложенной модели, процесса социального поведения при эвакуации, определены независимые переменные. Эти переменные включают измерения, связанные с социальными факторами, другими словами, поведением отдельных субъектов и отдельных малых групп, которые имеют основополагающее значение на ранней стадии эвакуации.

Эвакуация; человеческий фактор; управление рисками; нечеткие условия; многокритериальное принятие решений; интуитивистское нечеткое множество; групповое принятие решений.

V.I. Danilchenko, Y.V. Danilchenko, V.M. Kureichik

DEFINITION OF FUZZY CONDITIONS AND ANALYSIS OF EXISTING SOLUTIONS TO THE PROBLEM OF EVACUATION IN EMERGENCY SITUATIONS

Quantification in collective behavior and decision-making in fuzzy conditions is crucial to ensure the health and safety of the population. The task of modeling and predicting behavior in fuzzy conditions, as is known, has increased complexity due to a large number of factors from which an NP-complete multi-criteria problem is formed. There is a difficulty in quantifying the

* Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-71-10121, <https://rscf.ru/project/22-71-10121/> в Южном федеральном университете.

impact of fuzzy factors using a mathematical model. In this regard, the paper proposes a stochastic model of human decision-making to describe the empirical behavior of subjects in an experiment simulating an emergency scenario. The developed fuzzy model combines fuzzy logic into a conventional model of social behavior. Unlike existing models and applications, this approach uses fuzzy sets and membership functions to describe the evacuation process in an emergency situation. The purpose of this work is to define fuzzy rules and analyze existing solutions. The scientific novelty lies in the formation of a set of factors that form fuzzy rules for making dynamic decisions. The problem statement in this paper is as follows: to form a set of factors affecting the behavior of pedestrians, which are modeled as fuzzy input data. The practical value of the work lies in the creation of a new set of fuzzy rules that allows them to be used in the evacuation algorithm for the effective solution of the task. The fundamental difference from the known approaches is in the application of a new set of fuzzy rules, which contains factors: perception, intention, attitude. To implement the proposed model, the process of social behavior during evacuation, independent variables are determined. These variables include measurements related to social factors, in other words, the behavior of individual subjects and individual small groups, which are fundamental at an early stage of evacuation.

Evacuation; human factor; risk management; fuzzy conditions; multi-criteria decision-making; intuitionistic fuzzy set; group decision-making.

Введение. В настоящее время особое внимание уделено ряду вопросам в области проблемы эвакуации. Рассматриваемая задача включает понимание того, как население реагирует на сигналы эвакуации, как отдельные группы людей реагируют на очевидный риск и как такие группы людей принимают решения о защитных действиях в результате различных чрезвычайных ситуаций (ЧС). Отметим, что для отдельных участников группы далее будет использоваться термин «агент».

Имеющая литература достаточно информативна в данной области [1–3]. В данном исследовании рассматривается задача формирования модели принятия динамических коллективных решений в задачах эвакуации при чрезвычайных ситуациях в нечетких условиях, выделяя важные аспекты принятия решений об эвакуации, обсуждая исследования по предупреждению, восприятию риска и исследованию, посвященные конкретно эвакуации [3–5].

Планирование эвакуации. Перемещение эвакуированных за пределы потенциально незащищенных зон определяется как горизонтальная эвакуация. Перемещения на верхние уровни или в безопасные места внутри потенциально незащищенных зон считаются вертикальной эвакуацией [18–20].

До наступления бедствия могут быть предприняты следующие меры:

1. Заблаговременная эвакуация (упреждающая, или горизонтальная эвакуация): люди перемещаются из незащищенной зоны в безопасное место за пределами этой зоны до того, как произойдет бедствие. Упреждающая эвакуация возможна при адекватном прогнозе чрезвычайной ситуации, оповещении, а также достаточном времени для подготовки. Основанием для проведения данной меры защиты является краткосрочный прогноз возникновения чрезвычайной ситуации на период от нескольких десятков минут до нескольких суток [18].

2. Укрытие: люди перемещаются в убежища внутри потенциально незащищенной зоны. Укрытия или убежища должны быть высокими, прочными зданиями и/или сухими площадками.

3. Укрытие на месте (вертикальная эвакуация): люди перемещаются на более высокие уровни (например, верхние этажи) многоэтажных зданий в случае затоплений (до начала стихийного бедствия или также после его начала) [19].

После прихода бедствия выполняется следующее:

4. Спасение: перемещение пострадавших с помощью спасательных служб для выхода из опасной зоны.

5. Бегство: спасение путем бегства самой жертвы, для того чтобы уйти от опасности после ее наступления.

Для обеспечения эффективной и успешной массовой эвакуации подверженного опасности населения необходимы доэвакуационное планирование и подготовка. С приближением стихийного бедствия эксперту или группе экспертов (в зависимости от сложности задачи) необходимо принять решение об эвакуации. После того, как решение об эвакуации принято, должны быть составлены планы эвакуации. Таким образом, подготовку к эвакуации и управление ею можно разделить на три основных этапа: планирование; принятие решений; осуществление и управление эвакуацией.

Анализ существующих решений. Необходимость точного анализа решений об эвакуации обусловлена дороговизной, объективными трудностями, непопулярностью эвакуации среди населения. Однако лица, принимающие решения, сталкиваются с трудностями при всесторонней оценке обстоятельств принятия решений с учетом множества факторов и неопределенности. Исследования комплексных методов и моделей принятия решения об эвакуации для оценки ситуаций, связанных с большим объемом информации, в начале приближающегося стихийного бедствия до сих пор не исследованы. В этом случае подходящим инструментом для моделирования неопределенности, присущей задачам эвакуации, служит нечеткая логика [15–17].

Нечеткая логика – это логико-математический подход, который позволяет представить приблизительные, а не точные рассуждения людей [17].

При изучении приложений нечеткой логики в управлении стихийными бедствиями и ЧС использование теории нечетких множеств позволяет включать не поддающуюся количественной оценке, неполную и недостижимую информацию, а также частично игнорируемые факты в модель принятия решений. В работе [3–8] рассматривается гибридный подход нечеткой кластеризации и оптимизации к совместному распределению логистики при чрезвычайных ситуациях. В работе [4–6] и др. применили теорию нечетких множеств для принятия решений в географической информационной системе к размещению убежищ при наступлении стихийных бедствий. В работах [5–7] разработали новую технику для устранения различных неопределенностей при принятии решений о водных ресурсах, что обеспечило осязаемое улучшение качества управления наводнениями. С использованием нечеткой комплексной оценки риска при поддержке принятия решений для ценообразования страхования с учетом нечеткости и неопределенности. В работах [7–9] предложен метод классификации зданий с точки зрения их уязвимости к возможному землетрясению. Наиболее важные факторы, влияющие на воздействие землетрясения на здания, и их взаимосвязь с пятью категориями опасности определяются нечеткими числами. Отношения представлены с помощью метода классификации центров опасности. В [10] использовали адаптивную сетевую систему нечеткого вывода для построения прогнозной модели управления водохранилищем. В [8–11] применяли методологию сбора мнений множества заинтересованных сторон, связанных с проблемами принятия решений по управлению наводнениями, с использованием теории нечетких множеств и нечеткой логики. Используя нечеткое ожидаемое значение, анализируются три различные возможные формы вклада отдельных заинтересованных сторон, чтобы получить совокупный вклад.

Анализ источников показывает, что статьи, использующие теорию нечетких множеств в управлении стихийными бедствиями, сосредоточены на оценке масштабов бедствий, таких как пожары, землетрясения и наводнения. Таким образом, существует ограниченное количество исследований, основанных на теории нечетких множеств, по управлению стихийными бедствиями, особенно по реагированию на стихийные бедствия и ЧС.

Определение нечетких условий в модели принятия динамических решений. Анализируются условия окружающей среды и индивидуальные атрибуты для определения ключевых условий, влияющих на процесс принятия решений пешеходами, как показано на рис. 1.

Процесс принятия решений может происходить на нескольких уровнях. Например, решения принимаются на основе всестороннего рассмотрения ситуаций окружающей среды, психологических рассуждений и физиологических движений [16–18].

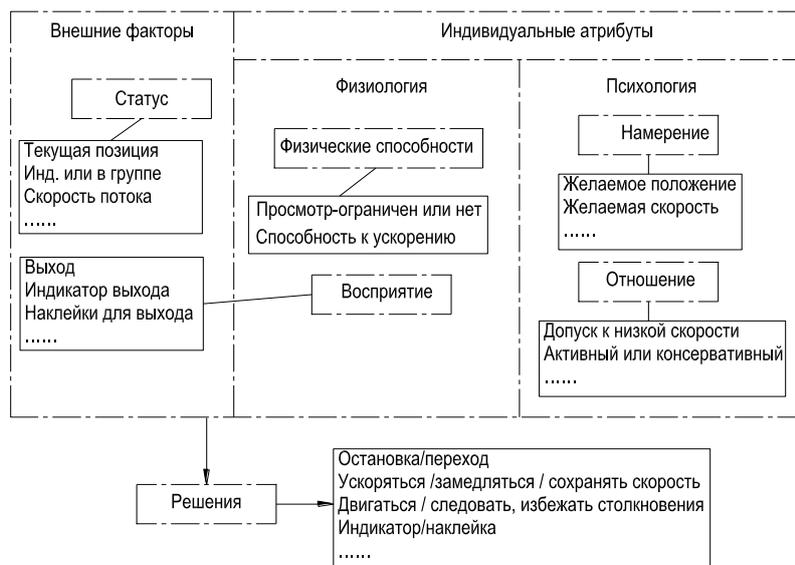


Рис. 1. Процесс принятия решений

Как показано на рис. 2, в данной статье для моделирования процесса эвакуации используется нечеткая логика. Условия, влияющие на поведение пешеходов, моделируются как нечеткие входные данные, а решения о движении моделируются как нечеткие выходные данные.

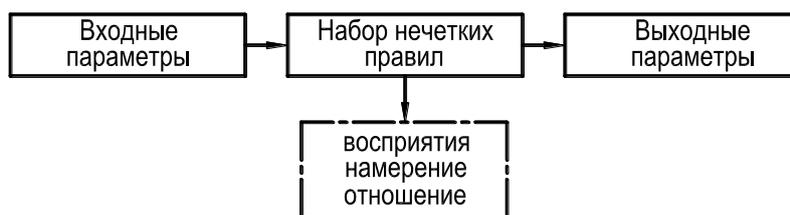


Рис. 2. Модель принятия динамических решений

Фактор «восприятия» включает в себя местоположение выхода, видимость указателя безопасного выхода/наклейки выхода, соседние агенты и различные препятствия.

Фактор «намерение» содержит значение скорости передвижения и координаты положения агента.

Фактор «отношение» содержит индивидуальные качества характера и стрессоустойчивости каждого агента. Различные комбинации позволяют агентам принимать различные решения, например, следует ли ему идти или остановиться, в какую позицию он должен двигаться и должен ли он двигаться в соответствии с указателем безопасного выхода/наклейками выхода.

Например, текущая скорость пешехода, положение, направление за группой, определяют его статус на следующем временном шаге.

Выбор и калибровка целевой функции основаны на результатах моделирования. В целевой функции используются методы: Гаусса, треугольного и средне-квадратичного отклонения [15]:

$$\text{triangmf}(x) = \begin{cases} 0, 1 & (x < a) \vee (x > c), (x == b) \\ (x - a)/(b - a) & (x < b) \\ (c - x)/(c - b) & \infty \end{cases} \quad (1)$$

$$\text{sigmf}(x) = \frac{1}{1 + e^x}, \quad (2)$$

$$\text{gausmf}(x) = e^{-((x-c)^2/2)}, \quad (3)$$

где a – фактор «восприятия», b – фактор «намерение», c – фактор «отношение». Эти факторы отражают угол возрастания графика целевой функции и соответствуют выделенным в работе факторам входящих в нечеткие правила в задаче эвакуации при ЧС. Процесс предварительного формирования целевой функции повышает качество получаемых решений, учетом выделенных критериев. Таким образом, эффективность групповой эвакуации будет значительно повышена. По сравнению с традиционной моделью социального поведения нечеткая модель социального поведения, предложенная в данной статье, может решить эту проблему. Даже если индикаторы и наклейки не видны четко, пешеходы могут найти наилучшие альтернативные направления движения в моделировании [18–20]. Кроме того, опыт показывает, что расположение, количество и пространственное распределение индикаторов и наклеек влияет на эффективность эвакуации группы.

Применение нечетких условий в алгоритме принятия динамических решений при ЧС. Рассмотрим пример на основе целевой функции F_x , в которой используется в качестве показателя производительности модель принятия динамических решений в нечетких условиях:

$$F_x = 2 \frac{P \cdot R}{P + R}, \quad (4)$$

где P – это отношение решений с показателем целевой функции, удовлетворяющим критерий эффективности к общему количеству положительных решений, а R – решений с показателем целевой функции, удовлетворяющим критерий эффективности ко всем полученным решениям включая выборку ошибок.

Далее рассмотрим работу алгоритма [10, 11] в рамках предложенной целевой функции.

В соответствии с сформированной функцией нечетких условий и набором нечетких правил на их основе, инициализируется алгоритм поведения агентов при ЧС, описанный в работах [10, 11]. После каждой итерации целевая функция калибруется в соответствии с полученными текущими показателями.

В данном случае в модели задан постоянный параметр $\text{agents} = 40$ (количество агентов), который показывает количество агентов в помещении. Площадь стандартной модели помещения 100м^2 с двумя выходами. Графики показывают разные личные параметры агентов при моделировании модели. Стоит отметить, что параметр P (точность) является более важным показателем, чем R в случае эвакуации,

поскольку наблюдается большое количество ложных срабатываний или ошибочных вызовов, это обуславливает низкую точность, которая может увеличить уровень ложноположительных решений.

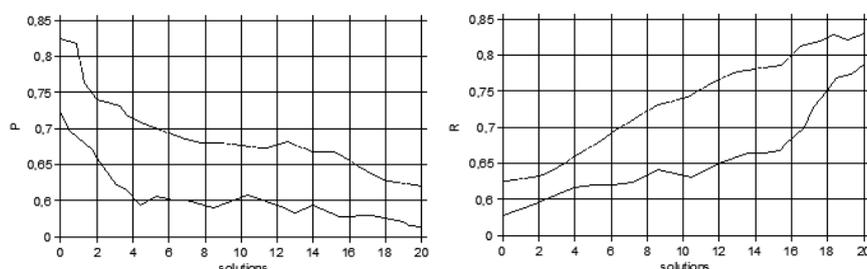


Рис. 3. Моделирования решений P , R

В этой работе получена оптимальная модель, в основном, на основе оценки значения целевой функции. Эта модель имеет одно из лучших решений в рамках заданных нечетких условий.

Заключение. Проведенный анализ нечетких условий показывает, что данная тематика является актуальной и описывается во ограниченном списке источников современной литературы. Рассмотрены основные источники описывающие нечеткие условия в области поведения при эвакуации. Сформулированные нечеткие условия используются для получения нечетких правил, которые могут в полной мере описать неопределенность поведения агентов при ЧС. В работе рассмотрены актуальные условия планирования эвакуации в нечетких условиях. Рассмотрена исследовательская литература по прогнозированию различных опасностей, моделям и методам оценки риска, времени эвакуации, планированию маршрутов эвакуации, критериям принятия решений об эвакуации. Исследование показало, что существует ограниченное количество исследований, основанных на теории нечетких множеств, по управлению ЧС, особенно по реагированию на стихийные бедствия. Так же, рассмотрена модель принятия динамических решений. По сравнению с традиционной моделью социального поведения нечеткая модель социального поведения, предложенная в данной статье, может частично решить проблему выбора правильного маршрута при чрезвычайных ситуациях на основе сформулированных нечетких условий.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Gerasimenko E., Rozenberg I.* Earliest arrival dynamic flow model for emergency evacuation in fuzzy conditions // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2020. – Vol. 734. – P. 1-6
2. *Bozhenyuk A., Gerasimenko E., Kasprzyk J., Rozenberg I.* Flow tasks solving in dynamic networks with fuzzy lower, upper flow bounds and transmission costs // Studies in Fuzziness and Soft Computing. – Vol. 346. – P. 77-159. – Springer-Verlag, Heidelberg, 2017.
3. *Bozhenyuk A., Belyakov S., Gerasimenko E., Savelyeva M.* Fuzzy Optimal Allocation of Service Centers for Sustainable Transportation Networks Service / In: a hraman C., Sar Ā. (eds) // Intelligence Systems in Environmental Management: Theory and Applications. Intelligent Systems Reference Library. – Vol. 113. – Springer, Cham, 2017.
4. *Reneke A.* Evacuation decision model. US Department of Commerce, National Institute of Standards and Technology, 2013.
5. *Kuligowski E.D.* Human behavior in fire // In The Handbook of Fire Protection Engineering. – P. 2070-2114. – Springer, 2016. – DOI: 10.1007/978-1-4939-2565-0 58.
6. *Kuligowski E.D.* Predicting human behavior during fires // Fire Technology. – 2013. – Vol. 49 (1). – P. 101-120. – DOI: 10.1007/s10694-011-0245-6.

7. Akter T. and Simonovic S.P. Aggregation of fuzzy views of a large number of stakeholders for multi-objective flood management decision-making // *Journal of Environmental Management*. – 2005. – Vol. 77. – P. 133-143.
8. Roy B. The outranking approach and the foundations of ELECTRE methods // *Theory and Decision*. – 1991. – Vol. 31, No. 1. – P. 49-73.
9. Greco S, Kadzinski M.V, Mousseau V. and Slowinski L. ELECTREGKMS: robust ordinal regression for outranking methods // *European Journal of Operational Research*. – 2011. – Vol. 214, No. 1. – P. 118-135.
10. Gerasimenko E., Kureichik V.V. Minimum cost lexicographic evacuation flow finding in intuitionistic fuzzy networks // *Journal of Intelligent and Fuzzy Systems*. – 2022. – Vol. 42 (1). – P. 251-263.
11. Danilchenko V.I., Danilchenko Y.V., Kureichik V.M. Bio-inspired Approach to Microwave Circuit Design // *IEEE EAST-WEST DESIGN & TEST SYMPOSIUM. EWDTs 2020*. – P. 362-366. – DIO: 10.1109/EWDTs 50664.2020.9224737.
12. Papamichail K., French S. Generating feasible strategies in nuclear emergencies-a constraint satisfaction problem // *Journal of the Operational Research Society*. – 1999. – No. 50 (6). – P. 617-626.
13. Sheu J.B. An emergency logistics distribution approach for quick response to urgent relief demand in disasters // *Transportation Research Part E-Logistics and Transportation Review*. – 2007. – Vol. 43. – P. 687-709.
14. Danilchenko V.I., Danilchenko Y.V., Kureichik V.M. Application of genetic algorithms in solving the problem of placing elements on a crystal taking into account the criterion of the maximum number of linear segments // 5th International Scientific Conference “Intelligent Information Technologies for Industry”. – 2021. – P. 10-14.
15. Гладков Л.А., Гладкова Н.В. Особенности использования нечетких генетических алгоритмов для решения задач оптимизации и управления // *Известия ЮФУ. Технические науки*. – 2009. – № 4. – С. 130-136.
16. Родзин С.И. Вычислительный интеллект: немонотонные логики и графическое представление знаний // *Программные продукты и системы*. – 2002. – № 1. – С. 20-25.
17. Герасименко Е.М. Нечеткая модель нахождения максимального динамического потока для решения задачи эвакуации зданий // *Известия ЮФУ. Технические науки*. – 2019. – No. 4 (206). – С. 15-26.
18. Родзин С.И. Биоэвристики многокритериальной оптимизации: проектирование и гибридизация // *Тр. межд. конгресса «IS&IT'18»*. – Таганрог: Изд-во Ступина С.А., 2018. –Т. 1. – С. 33-47.
19. Lombroso D., Vinet F. Tools to Improve the Production of Emergency Plans for Floods: Are They Being Used by the People that Need Them? // *Jour. of Contingencies and Crisis Management*. – 2012. – Vol. 20. – P. 149-165.
20. Yildiz M.C., Madden P.H. Improved Cut Sequences for Partitioning Based Placement // *IEEE Design Automation Conference*. – 2001. – P. 776-779.

REFERENCES

1. Gerasimenko E., Rozenberg I. Earliest arrival dynamic flow model for emergency evacuation in fuzzy conditions, *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2020, Vol. 734, pp. 1-6
2. Bozhenyuk A., Gerasimenko E., Kacprzyk J., Rozenberg I. Flow tasks solving in dynamic networks with fuzzy lower, upper flow bounds and transmission costs, *Studies in Fuzziness and Soft Computing*, Vol. 346, pp. 77-159. Springer-Verlag, Heidelberg, 2017.
3. Bozhenyuk A., Belyakov S., Gerasimenko E., Savelyeva M. Fuzzy Optimal Allocation of Service Centers for Sustainable Transportation Networks Service, In: Ahrman C., Sar İ. (eds), *Intelligence Systems in Environmental Management: Theory and Applications. Intelligent Systems Reference Library*, Vol. 113. ,Springer, Cham, 2017.
4. Reneke A. Evacuation decision model. US Department of Commerce, National Institute of Standards and Technology, 2013.
5. Kuligowski E.D. Human behavior in fire, *In The Handbook of Fire Protection Engineering*, pp. 2070-2114. Springer, 2016. DOI: 10.1007/978-1-4939-2565-0_58.
6. Kuligowski E.D. Predicting human behavior during fires, *Fire Technology*, 2013, Vol. 49 (1), pp. 101-120. DOI: 10.1007/s10694-011-0245-6.

7. Akter T. and Simonovic S.P. Aggregation of fuzzy views of a large number of stakeholders for multi-objective flood management decision-making, *Journal of Environmental Management*, 2005, Vol. 77, pp. 133-143.
8. Roy B. The outranking approach and the foundations of ELECTRE methods, *Theory and Decision*, 1991, Vol. 31, No. 1, pp. 49-73.
9. Greco S, Kadzinski M.V. Mousseau V. and Slowinski L. ELECTREGKMS: robust ordinal regression for outranking methods, *European Journal of Operational Research*, 2011, Vol. 214, No. 1, pp. 118-135.
10. Gerasimenko E., Kureichik V.V. Minimum cost lexicographic evacuation flow finding in intuitionistic fuzzy networks, *Journal of Intelligent and Fuzzy Systems*, 2022, Vol. 42 (1), pp. 251-263.
11. Danilchenko V.I., Danilchenko Y.V., Kureichik V.M. Bio-inspired Approach to Microwave Circuit Design, *IEEE EAST-WEST DESIGN & TEST SYMPOSIUM. EWDTS 2020*, pp. 362-366. – DIO: 10.1109/EWDTS 50664.2020.9224737.
12. Papamichail K., French S. Generating feasible strategies in nuclear emergencies-a constraint satisfaction problem, *Journal of the Operational Research Society*, 1999, No. 50 (6), pp. 617-626.
13. Sheu J.B. An emergency logistics distribution approach for quick response to urgent relief demand in disasters, *Transportation Research Part E-Logistics and Transportation Review*, 2007, Vol. 43, pp. 687-709.
14. Danilchenko V.I., Danilchenko Y.V., Kureichik V.M. Application of genetic algorithms in solving the problem of placing elements on a crystal taking into account the criterion of the maximum number of linear segments, *5th International Scientific Conference "Intelligent Information technologies for Industry"*, 2021, pp. 10-14.
15. Gladkov L.A., Gladkova N.B. Osobennosti ispol'zovaniya nechetkikh geneticheskikh algoritmov dlya resheniya zadach optimizatsii i upravleniya [Features of using fuzzy genetic algorithms for solving optimization and control problems], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2009, No. 4, pp. 130-136.
16. Rodzin S.I. Vychislitel'nyy intellekt: nemonotonnye logiki i graficheskoe predstavlenie znaniy [Computational intelligence: non-monotonic logics and graphical representation of knowledge], *Programmye produkty i sistemy* [Software products and systems], 2002, No. 1, pp. 20-25.
17. Gerasimenko E.M. Nechetkaya model' nakhozhdeniya maksimal'nogo dinamicheskogo potoka dlya resheniya zadachi evakuatsii zdaniy [Fuzzy model of finding the maximum dynamic flow for solving the problem of evacuation of buildings], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2019, No. 4 (206), pp. 15-26.
18. Rodzin S.I. Bioevristiki mnogokriterial'noy optimizatsii: proektirovanie i gibridizatsiya [Bio heuristics of multicriteria optimization: design and hybridization], *Tr. mezhd. kongressa «IS&IT'18»* [Proceedings of the International Congress "IS&IT'18"]. Taganrog: Izd-vo Stupina S.A., 2018, T. 1, pp. 33-47.
19. Lombroso D., Vinet F. Tools to Improve the Production of Emergency Plans for Floods: Are They Being Used by the People that Need Them?, *Jour. of Contingencies and Crisis Management*, 2012, Vol. 20, pp. 149-165.
20. Yildiz M.C., Madden P.H. Improved Cut Sequences for Partitioning Based Placement, *IEEE Design Automation Conference*, 2001, pp. 776-779.

Статью рекомендовал к опубликованию к.т.н. Ю.П. Волощенко.

Данильченко Евгения Владимировна – Южный федеральный университет; e-mail: lipkina@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +79525691761; кафедра САПР.

Данильченко Владислав Иванович – e-mail: vdanielchenko@sfedu.ru; тел.: +79526088561; кафедра САПР.

Курейчик Виктор Михайлович – e-mail: vmkureychik@sfedu.ru; тел.: +79282132730; кафедра САПР; д.т.н.; профессор.

Danilchenko Yevgenia Vladimirovna – Southern Federal University; e-mail: lipkina@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +79525691761; the department of computer-aided design.

Danilchenko Vladislav Ivanovich – e-mail: vdanielchenko@sfedu.ru; phone: +79526088561; the department of computer-aided design.

Kureichik Viktor Mikhailovich – e-mail: vmkureychik@sfedu.ru; phone: +78634311487; the department of computer-aided design; dr. of eng. sc.; professor.

И.И. Левин, Д.А. Сорокин, А.В. Касаркин

ПЕРСПЕКТИВНАЯ АРХИТЕКТУРА ЦИФРОВОЙ ФОТОННОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЫ

Высокоэффективное решение современных трудоёмких задач математической физики требует постоянного наращивания производительности используемых вычислительных средств. Однако в настоящее время развитие их элементной базы замедляется в силу ограничений, накладываемых технологическими, производственными и эксплуатационными процессами. Один из вариантов преодоления кризиса роста производительности вычислительной техники заключается в развитии цифровых фотонных вычислительных машин (ЦФВМ). Предлагаемая авторами архитектура ЦФВМ состоит из функциональной подсистемы, подсистем синхронизации и коммутации потоков данных и фотонно-электронных интерфейсов обмена данными с внешними устройствами. Изложены принципы работы каждой подсистемы. Функциональная подсистема представляет собой совокупность устройств ЦФВМ, обеспечивающих выполнение арифметико-логических операций в формате 64-разрядной плавающей запятой стандарта IEEE754 и реализованных по схеме линейного конвейера с обработкой младшими разрядами вперёд. Подсистема синхронизации обеспечивает единый темп потоков данных между различными функциональными устройствами ЦФВМ, объединёнными в вычислительную структуру. Подсистема коммутации на этапе программирования ЦФВМ или в процессе решения задачи при выполнении условных переходов управляет потоками данных в соответствии с топологией вычислительной структуры. Для обмена данными ЦФВМ с внешними устройствами предлагается применение технологии сериализации низкочастотных параллельных каналов и десериализации высокочастотных последовательных каналов. Приведены теоретические оценки производительности реализуемых на ЦФВМ вычислительных структур, подобных структурам, возникающим в задачах математической физики при обработке специальных матриц. Показано, что ЦФВМ за счёт величины тактовой частоты работы способны обеспечить производительность на два и более десятичных порядка больше по сравнению с микроэлектронными устройствами.

Цифровая фотонная вычислительная машина; суперкомпьютеры; архитектура ЦФВМ; структурная парадигма вычислений.

I.I. Levin, D.A. Sorokin, A.V. Kasarkin

PERSPECTIVE ARCHITECTURE OF DIGITAL PHOTONIC COMPUTER

Modern computationally intensive tasks of mathematical physics require continuous increasing of the performance of computer equipment used for their highly efficient solution. However, at present, the development of their electronic components is slowing down due to limitations of technological production and operational processes. One of the ways to overcome the computer productivity growth crisis is the development of digital photonic computers (DPC). In the paper we suggest a promising DPC architecture, which consists of a functional subsystem, data stream synchronization and switching subsystems, and photonic-electronic interfaces of data exchange with external devices. We describe the principles of each subsystem. The functional subsystem is a set of DPC devices that provide 64-bit floating point arithmetic logic operations (according to the IEEE754 standard), implemented as linear pipelines with processing of least significant bits forward. The synchronization subsystem provides a single rate of data flow among various functional devices of the DPC, combined into a computing structure. According to the topology of the computing structure, the switching subsystem controls the data streams at the stage of DPC programming or during processing according to conditional transitions. For data exchange between the DPC and external devices, we suggest the technology of serialization of low-frequency parallel channels and deserialization of high-frequency serial channels. We give a theoretical evaluation of

the performance of the computing structures implemented on the DPC, which is similar to the structures of mathematical physics problems concerning processing of special matrices. We show that DPCs, due to their clock frequency, can provide the performance that exceeds the performance of microelectronic devices by two and more orders of magnitude.

Digital photonic computer; supercomputers; architecture of DPC; paradigm of structural calculations.

Введение. Высокопроизводительные вычислительные системы применяются для решения вычислительных задач во многих перспективных научных исследованиях из области газодинамики и физики взрыва, ядерной и радиационной физики, физики плазмы и инерциального термоядерного синтеза. Используемые в указанных задачах численные методы характеризуются алгоритмической сложностью и требуют высокоточной обработки за приемлемое время. При этом моделируемые объекты и процессы постоянно совершенствуются и усложняются, что приводит к пропорциональному увеличению объёма обрабатываемых данных.

В то же время темп развития высокопроизводительных систем замедляется [1]. Связано это с тем, что в течение последних двух десятилетий увеличение быстродействия микроэлектронной элементной базы обеспечивалось за счёт роста тактовых частот и степени интеграции. В начале 2000-х годов стало ясно, что «экспоненциальный рост этих физических величин в течение длительного времени невозможен, и лишь эволюция транзисторов и технологий их изготовления позволяла продлить действие закона Мура еще на несколько поколений» [2, 3].

Однако с ростом степени интеграции и частот работы современных процессоров отвод тепла с кристалла начинает играть определяющую роль в построении высокопроизводительных систем [4]. Постоянный рост потребляемой мощности с сохранением геометрических размеров полупроводниковых кристаллов требует от разработчиков массы усилий для повышения энергоэффективности устройств, чем углубляет кризис современных микроэлектронных технологий и сводит на нет возможность постоянного увеличения производительности современных систем.

Один из возможных вариантов преодоления барьера в росте производительности вычислительных систем заключается в развитии цифровых фотонных вычислительных машин [5, 6] – устройств, вычисления в которых производятся с помощью светового тока, излучаемого лазером, что аналогично электрическому току, создаваемому генератором, в современной микроэлектронике.

Попытки создать цифровую фотонную вычислительную машину начинаются с 1990 года, когда компания Bell Labs представила первый макет оптического компьютера [7]. В 1991 году компания OptiComp представила 32-разрядный цифровой оптический компьютер общего назначения DOC II [8]. В 2015 году лаборатория ORNL провела ряд исследований по оценке скорости решения задачи БПФ на вычислительной системе EnL ght Alpha, построенной на оптическом процессоре EnL ght 256, в сравнении с вычислительной системой, построенной на двух процессорах Intel Xeon 2 ГГц [9]. Проведенные исследования показали более чем 13000 кратное ускорение по времени решения задачи, достигаемое на EnL ght Alpha.

Рассмотренные системы представляют собой гибрид традиционных микроэлектронных компонент и аналоговых корреляторов со свойственными им проблемами, такими как низкая точность получаемых результатов, отсутствие повторяемости вычислений, ограниченная универсальность, сложность масштабирования (объём задействованного оборудования растёт с увеличением сложности задачи). Как отмечают исследователи из ORNL [9], скорость вычислений на EnL ght Alpha находится в обратно пропорциональной зависимости от точности. В то же время для задач из области математической физики требуется выполнять обработку в высокоточных форматах представления данных, таких как стандарт IEEE 754.

Поэтому для обеспечения высокой скорости и точности вычислений в процессе решения задач целесообразно разрабатывать полностью цифровую фотонную вычислительную машину, обработка информации в которой выполняется фотонными логическими вентилями, такими как NOT, AND, OR, NAND, NOR, XOR, XNOR [10, 11] и построенными на их базе триггерами и функциональными устройствами.

Анализ архитектур вычислительных систем. При выборе архитектуры перспективной ЦФВМ исследованы архитектуры существующих вычислительных систем. Установлено, что архитектура фон-Неймана [12] и её производные типа SIMD, MIMD и др. [13, 14] имеют непреодолимые недостатки. Производительность таких систем всегда ограничена правилами взаимодействия процессоров и памяти, порождающими эффект «бутылочного горла». Даже при соответствии частоты работы памяти частоте работы процессора [15], в данном случае частоте ЦФВМ, эти проблемы не устраняются полностью. Более того, отсутствие ближайших перспектив создания фотонной памяти [16–19] требует соответствующего увеличения пропускной способности электронной памяти за счёт ширины её каналов обмена и накладных аппаратных расходов на организацию электронно-фотонных интерфейсов.

Проблемы архитектуры фон-Неймана и ей подобных пытались решить еще с середины 20 века. В результате были созданы архитектуры потока токенов и потока запросов, определяющие последовательность или одновременность вычислений не командами, а готовностью операндов и наличием свободного функционального арифметического устройства.

Архитектура потока токенов [20] в исходной постановке предполагает обмена токенами между исполнительными устройствами через оперативную память. При этом для ускорения процесса поиска пар токенов память должна быть ассоциативной [21]. При большом числе токенов, ожидающих свою пару на исполнение, такое решение не эффективно, поскольку требует ещё больших накладных расходов на организацию ассоциативной памяти достаточного объёма, удовлетворяющей пропускной способности ЦФВМ, по сравнению с расходами в архитектуре фон-Неймана [22].

Архитектура потока запросов или редукционная вычислительная модель [23–25] позволяет устранить необходимость в ассоциативной памяти в процессе решения задачи за счёт динамического отображения информационного графа на вычислительный ресурс. Для этого постоянно выполняется поиск путей обмена между исполнительными устройствами, реализующими вершины информационного графа. Возникающие при этом временные потери могут быть устранены только полносвязной коммутационной системой, требующей больших расходов на оборудование. Если же коммутационная система не будет полносвязной, то при решении реальной прикладной задачи большая часть исполнительных устройств будет занята не выполнением непосредственных вычислений, а хранением промежуточных результатов и их передачей для последующих вычислений в другие исполнительные устройства. Вычислительное оборудование будет задействовано неэффективно.

Перспективной на сегодняшний день архитектурой, лишённой большинства описанных недостатков, является архитектура потока операндов со структурной парадигмой вычислений [26, 27]. Данной парадигме свойственно отсутствие таких процессов, как «передача управления», «кэширование данных», «формирование последовательности инструкций». Функциональные устройства (ФУ) архитектуры потока операндов выполняют только информационно значимые преобразования. При этом выполняется конвейерная обработка данных в темпе их поступления на

вход. Все информационно незначимые операции, такие как синхронизация, коммутация, выбор источника данных реализованы путем пространственной коммутации и синхронизации. Данные после обработки по физическим каналам потоком поступают на следующее ФУ в соответствии с информационным графом задачи, а не буферизируются в памяти. Это минимизирует накладные расходы, связанные с пересылками данных и позволяет значительно сократить память для хранения результатов промежуточных вычислений.

Перспективная архитектура ЦФВМ. Предложенная авторами архитектура ЦФВМ представляет собой совокупность четырёх подсистем: функциональные узлы, выполняющие арифметико-логические преобразования над данными, подсистема синхронизации потоков данных, подсистема коммутации потоков данных и фотонно-электронных интерфейсы обмена данными с внешними устройствами.

На рис. 1 представлена предлагаемая архитектура ЦФВМ, где RAM – оперативная память типа DDR SDRAM с частотой работы порядка 1 ГГц; ОП – преобразователи электрического сигнала в оптический и наоборот; S и dS – соответственно сериализаторы и десериализаторы [28], обеспечивающие переход между частотой памяти и частой работы ОП; S^ϕ и dS^ϕ – соответственно сериализаторы и десериализаторы, построенные на фотонной логике и обеспечивающие переход между частотой работы ОП и частой ЦФВМ; ФУ – функциональные устройства, выполняющие арифметико-логические операции.

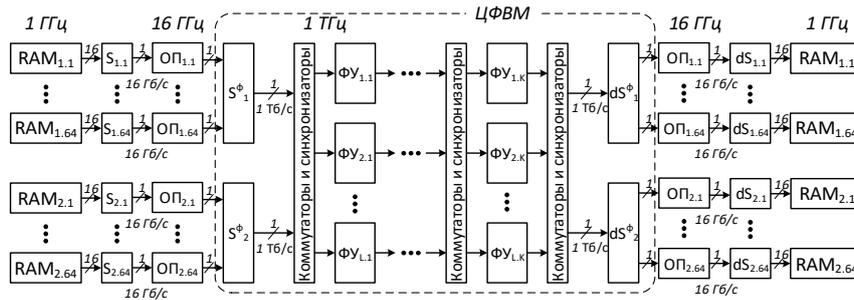


Рис. 1. Архитектура ЦФВМ

В архитектуре ЦФВМ важно сохранить частоту обработки данных порядка 1 ТГц как основное преимущество, поэтому данные из RAM должны поступать с такой же скоростью. Соответствующую пропускную способность в настоящее время можно обеспечить только за счет многоканального доступа путём применения трансиверов на основе технологии сериализации (десериализации) S (dS), выполняя при этом мультиплексирование (демультиплексирование) с разделением по времени [29]. Современные мультигигабитные трансиверы способны передавать данные на частотах до 50 Гбит/с. На рис. 1 в качестве примера показаны S (dS) с пропускной способностью 16 Гбит/с по одному разряду. Для передачи данных плотным потоком через один S (dS) необходимо использовать 16-разрядный канал памяти RAM на частоте 1 ГГц.

Аналогично S (dS) в ЦФВМ должны быть фотонные сериализаторы (десериализаторы) S^ϕ (dS^ϕ), обеспечивающие частоту передачи данных на уровне 1 ТГц.

S^ϕ (dS^ϕ), в отличие от S (dS), необходимо строить на фотонной логике. На рис. 1 представлены S^ϕ , которые объединяют 64 однобитных канала на частоте 16 ГГц в однобитный канал, передающий данные на частоте 1,024 ТГц.

При выдаче данных из ЦФВМ в RAM все преобразования выполняются аналогично, но в обратной последовательности.

Таким образом, для того чтобы сохранить высокую частоту обработки данных для каждого бита фотонного канала ЦФВМ, требуется задействовать около 1000 бит из электронных каналов памяти. Вычислительно трудоемкие задачи математической физики, цифровой обработки сигналов и многие другие задачи требуют высокой точности обработки данных. Поэтому ЦФВМ должна поддерживать обработку данных в формате 64-разрядной плавающей запятой по стандарту IEEE 754. Как правило, в вычислительных системах разряды передаются и обрабатываются параллельно. Тогда вообще требуемое число бит каналов памяти $\mu_{мет}$ можно оценить по следующей формуле:

$$\mu_{мет} = 1000 \cdot \rho \cdot \sigma = 64000 \cdot \sigma,$$

где ρ – разрядность операндов, σ – число входных и выходных каналов данных ЦФВМ.

При проектировании ЦФВМ такое большое число каналов памяти может стать критическим ресурсом что, для сохранения равенства темпа обработки данных темпу их поступления, приведет к необходимости снижения частоты работы ЦФВМ, а значит, и ее производительности. Для сокращения общего числа бит каналов памяти с сохранением частоты обработки данных порядка 1 ТГц и соответствующей производительности ЦФВМ следует выполнять обработку не параллельными, а последовательными разрядами. Для этого вначале необходимо выполнить редукцию по разрядности. Для простоты рассуждений примем, что редукция выполняется со степенью 64. Применение редукции по разрядности также приводит к сокращению аппаратных затрат за счет сокращения разрядности ФУ. Освободившийся вычислительный ресурс ЦФВМ при этом можно использовать для масштабирования вычислительной структуры задачи по итерациям, увеличив число итераций в 64 раза. В результате требования к каналам памяти сокращаются, а объем задействованного вычислительного ресурса остаётся аналогичным, и частота обработки данных не меняется, поэтому производительность ЦФВМ останется на прежнем уровне. При этом каналы данных и ФУ становятся одноразрядными.

Разрабатываемые ФУ ЦФВМ должны выполнять различные арифметические и математические преобразования, например, такие как суммирование, умножение, деление, взятие квадратного корня с поддержкой стандарта IEEE 754. Кроме того, при структурной организации вычислений высокой эффективности можно добиться, если ФУ будут обрабатывать данные в темпе их поступления. Поэтому ФУ следует строить по схеме линейного конвейера с обработкой данных младшими разрядами вперёд, а в операциях над разрядами, требующих учёта переноса, использовать принцип «отложенного переноса», который, в отличие от «ускоренного», не требует выделенных коммутационных линий.

Структурная организация вычислений в предлагаемой ЦФВМ предполагает конвейерную обработку данных в едином темпе, равном темпу поступления данных на вход, что требует коммутации и синхронизации работы ФУ и фрагментов вычислительной структуры. Одними из основных элементов, используемых при синхронизации, являются регистр-защелка и синхронизаторы потоков данных, задерживающие поток на определенное число тактов. Реализовать регистр-защелку можно путём применения схемы типа «кольцевой буфер». Синхронизаторы же представляют собой последовательно соединённые триггеры ЦФВМ.

Очевидно, что построение элементов синхронизации в вычислительной структуре ЦФВМ оправдано при необходимости хранения данных объёмом порядка 10^1 - 10^3 бит и при синхронизации каналов передачи данных, если латентность ФУ или фрагментов вычислительных структур составляет порядка 10^1 - 10^3 тактов. Однако в вычислительных структурах сложных задач необходимо обеспечивать хранение промежуточных данных объёмом порядка 10^4 и более бит или

обеспечивать синхронизацию потоков при латентности фрагментов вычислительных структур более 10^3 тактов. В таком случае потребуется подключение внешней памяти.

Для построения на ресурсе ЦФВМ вычислительных структур при большом числе ФУ, соответствующих используемой парадигме вычислений, целесообразно, чтобы коммутационная подсистема имела иерархическую топологию.

Пример иерархической коммутации приведён на рис. 2, на котором $SW_{i,j,k}$ – коммутаторы, где i – уровень иерархии, j – номер группы коммутаторов, которая подключена к одному вышестоящему коммутатору, k – номер коммутатора в группе, которая подключена к одному вышестоящему коммутатору; ФУ разделены по группам, каждая из которых подключается только к коммутатору первого уровня $SW_{1,j,k}$.

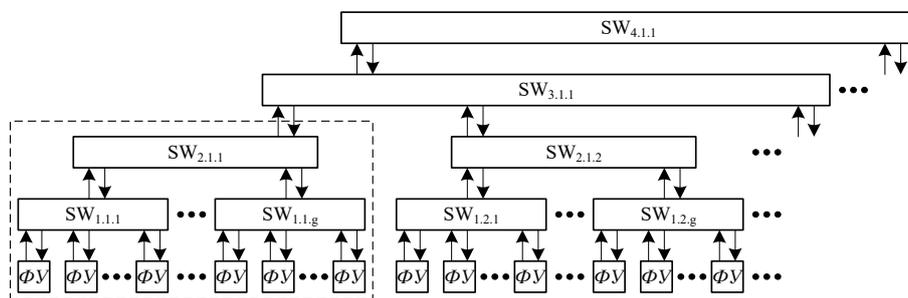


Рис. 2. Иерархическая коммутационная система

Коммутаторы $SW_{i,j,k}$ разделяются на два типа: статические и динамические. Статические коммутаторы включают в себя мультиплексоры и демultipлексоры, которые могут изменять свое состояние только на этапе синтеза вычислительной структуры, и состояние их не меняется на протяжении решения задачи. На управляющие входы таких элементов из внешних интерфейсов подаются константы, которые формируются на этапе трансляции программы.

Динамическая коммутационная система включает в себя динамические мультиплексоры и демultipлексоры, состояние которых зависит от данных, полученных после работы функциональных устройств. Также при необходимости динамические коммутационные устройства могут выполнять роль статических.

Рассмотрим пример конфигурации коммутационной системы при реализации на ЦФВМ вычислений по формуле $e = a \cdot b + \max(c, d)$. Для простоты рассуждений предположим, что в ЦФВМ имеется четыре группы одноразрядных ФУ, каждая из которых содержит по три однотипных ФУ (сумматоры, умножители, функция определения максимального числа и синхронизаторы). Соответствующая вычислительная структура представлена на рис. 3, где SUM – сумматоры, MUL – умножители, fmax – функция определения максимального числа (выдает 1 бит признака), sunch – синхронизирующие устройства, MX_d – динамические мультиплексоры, SW – статическая коммутационная система.

Статические настройки коммутации, определяемые на этапе программирования ЦФВМ, показаны на рис. 3 в блоках SW пунктирными стрелками. Коммутатор $SW_{2,1,1}$ для удобства восприятия разделен на две части: $SW_{2,1,1}$ и $SW'_{2,1,1}$. Для реализации условного перехода при выборе максимального числа используется только один динамический коммутатор MX_d_on.

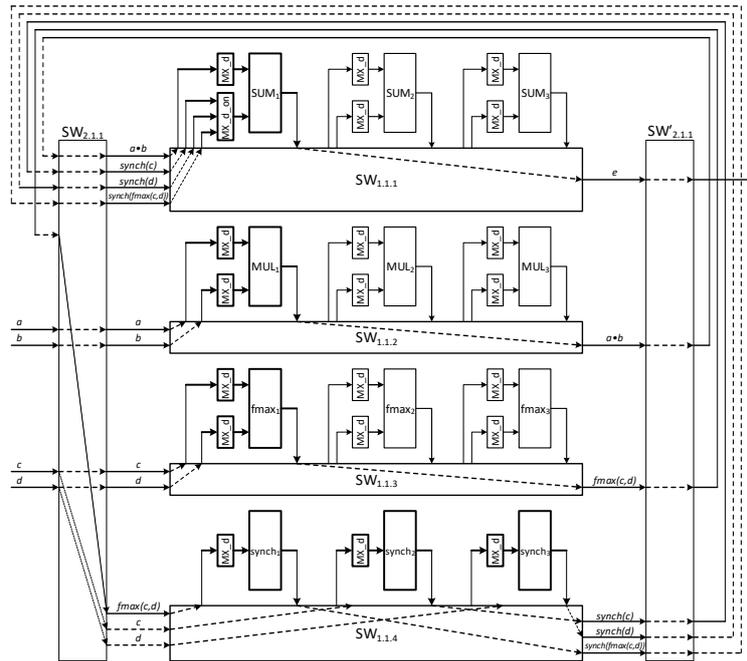


Рис. 3. Вычислительная структура, выполняющая $e = a \cdot b + \max(c, d)$

Теоретически оценить производительность P вычислительной структуры можно по следующей формуле:

$$P = \frac{f \cdot N}{S},$$

где f – частота работы вычислительных элементов;

N – число ФУ, выполняющих арифметические операции с плавающей запятой;

S – скважность поступления данных, определяющаяся как отношение частоты работы устройства к частоте поступления операндов во входных каналах.

При $f=1$ ТГц, $N=3$, $S=64$ теоретическая производительность вычислительной структуры составит $P=46,875$ Гфлопс, что соответствует производительности современных процессоров.

Проведены теоретические исследования производительности при решении пятидиагональных СЛАУ размерности 10^4 и шагом сетки 0,01 методом последовательных смещений, известном как метод Гаусса-Зейделя [30]. В процессе исследований синтезирована вычислительная структура из 60 последовательно соединённых конвейерных ступеней, каждая из которых выполняет итерацию алгоритма. При этом конвейерная ступень содержит пять однобитовых ФУ: четыре сумматора и один умножитель. Исследования показали, что такая вычислительная структура на ЦФВМ при условии её работы на частоте 1 ТГц решит задачу примерно за 430 мкс.

Оценка эффективности предлагаемых принципов построения архитектуры ЦФВМ была выполнена в сравнении с современными микроэлектронными вычислительными системами. Вычислительная структура из 60 конвейерных ступеней на одной ПЛИС XC7VX485T реконфигурируемой вычислительной системы «Тайгета» обеспечивает время решения указанных СЛАУ около 0,19 с., а процессор Intel Core i5-3570 3.4 ГГц – около 3 с.

Таким образом, при решении указанной задачи, ЦФВМ опережает ПЛИС примерно в 440 раз, а процессор примерно в 7000 раз.

Заключение. Предлагаемая архитектура, сформулированные принципы построения ФУ, коммутации, синхронизации и сопряжения ЦФВМ и ЭВМ в перспективе позволят ЦФВМ эффективно задействовать доступный вычислительный ресурс и сохранить преимущество высокой частоты обработки данных над микроэлектронными устройствами.

Проведенные авторами исследования показывают, что ЦФВМ с архитектурой потоков данных и структурной организацией вычислений при решении вычислительно-трудоемких задач математической физики потенциально имеют возможность обеспечить производительность, превосходящую на два и более десятичных порядка производительность современных вычислительных систем при условии эквивалентного объема аппаратных затрат.

Работа выполнена в рамках научной программы Национального центра физики и математики (проект «Национальный центр исследования суперкомпьютеров»).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Черняк Л.* Закон Амдала и будущее многоядерных процессоров // Открытые системы. СУБД, 2009. – № 04. – URL: <https://www.osp.ru/os/2009/04/9288815/> (дата обращения: 31.10.2022).
2. *Bérut Antoine.* Information and Thermodynamics: Experimental Verification of Landauer's Principle Linking Information and Thermodynamics. – URL: <https://arxiv.org/pdf/1503.06537.pdf> (дата обращения: 28.10.2022).
3. 10 лет до 10 нм: закон Мура все ещё работает // PCNews, 12.07.2008. – URL: <http://pcnews.ru/news/10-channalweb-intel-pat-gelsinger-100-tsmc-45-2009-1965-33-1971-1978-1989-1997-25-2005-65-pentium-233904.html> (дата обращения: 28.10.2022).
4. *Cerofolini C.F., Mascolo D.* Hybrid Route From CMOS to Nano and Molecular Electronics // Nanotechnology for electronic materials and devices. – Springer Science+Business Media, LLC, 2007. – P. 1-65.
5. *Степаненко С.А.* Фотонный компьютер: структура и алгоритмы, оценки параметров // Фотоника. – 2017. – № 7 / 67. – DOI: 10.22184/1993-7296.2017.67.7.72.83.
6. *Степаненко С.А.* Фотонная вычислительная машина. Принципы реализации. Оценки параметров // Доклады Академии наук. – 2017. – Т. 476, № 4. – С. 389-394. – DOI: 10.1134/S1064562417050234.
7. *Henri H. Arsenaull, Yunlong Sheng.* An Introduction to Optics in Computers. Vol. 8 of Tutorial texts in optical engineering. – SPIE Press, 1992.
8. *Richard V. Stone; Frederick F. Zeise and Peter S. Guilfoylev.* DOC II 32-bit digital optical computer: optoelectronic hardware and software // Proc. SPIE 1563, Optical Enhancements to Computing Technology, 267 (December 1, 1991). – DOI: 10.1117/12.49689.
9. *Jacob Barhen, Charlotte Kotas, Travis S Humble, Pramita Mitra, Neena Imam, Mark A Buckner, and Michael R Moore.* High performance FFT on multicore processors // In 2010 Proceedings of the Fifth International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications. – IEEE, 2010. – P. 1-6.
10. Патент № 2677119 С1 Российская Федерация, МПК G02F 3/00, G02F 1/095. Полностью оптический логический базис на основе микрокольцевого резонатора: № 2018111870: заявл. 02.04.2018; опубл. 15.01.2019 / В.В. Шубин, К.И. Балашов; заявитель Российская Федерация, от имени которой выступает Государственная корпорация по атомной энергии "Росатом", Федеральное государственное унитарное предприятие "Российский федеральный ядерный центр – Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики" (ФГУП "РФЯЦ-ВНИИЭФ").
11. *Tamer A. Moniem.* All-optical XNOR gate based on 2D photonic-crystal ring resonators // Quantum Electronics. – 2017. – 47 (2): 169. – DOI: 10.1070/QEL16279.
12. *Бэкус Дж.* Можно ли освободить программирование от стиля фон Неймана? Функциональный стиль и соответствующая алгебра программ, Исследовательская лаборатория ИВМ, Сан Хосе, 1977.
13. *Flynn M.J.* Very High-Speed Computing System // Proceedings IEEE. – 1966. – No. 54. – P. 1901-1909.
14. *Flynn M.J.* Some Computer Organizations and their Effectiveness // IEEE Transactions on Computers. – Sep. 1972. – Vol. 24. – P. 948-960.

15. *Wulf W.A., McKee S.A.* Hitting the Memory Wall: Implications of the Obvious // *Computer Architecture News*. – Mar. 1995. – Vol. 23, No. 1. – P. 20-24.
16. Next generation photonic memory devices are 'light-written', ultrafast and energy efficient. – 2019. – Режим доступа: <https://www.tue.nl/en/news/news-overview/10-01-2019-next-generation-photonic-memory-devices-are-light-written-ultrafast-and-energy-efficient/> (дата обращения: 31.10.2022).
17. Using light for next-generation data storage. – 2018. – Режим доступа: <https://phys.org/news/2018-06-next-generation-storage.html>.
18. *Qiming Zhang, Zhilin Xia, Yi-Bing Cheng & Min Gu.* High-capacity optical long data memory based on enhanced Young's modulus in nanoplasmonic hybrid glass composites. – 2018. – Режим доступа: <https://phys.org/news/2018-06-next-generation-storage.html>.
19. *Гордеев А., Войтович В., Святец Г.* Перспективные фотонные и фононные отечественные технологии для терагерцовых микропроцессоров, ОЗУ и интерфейса со сверхнизким энергопотреблением // *Современная электроника*. – № 2,22. – Режим доступа: <https://www.soel.ru/online/perspektivnyye-fotonnyye-i-fononnyye-otechestvennyye-tehnologii-dlya-teragerctsovyykh-mikroprotsessorov-o/>.
20. *Joseph Buck, Edward A. Lee.* The token flow model // *Data Flow Workshop*, Hamilton Island, Australia, May 1992.
21. *Ben Lee, Hurson A.R.* Dataflow Architectures and Multithreading // *IEEE Computer*. – 1994. – Vol. 27, No. 8. – P. 27-39.
22. *Кохонен Т.* Ассоциативные запоминающие устройства. – М.: Мир, 1982. – 384 с.
23. *Триливен Ф.К.* Модели параллельных вычислений // *Системы параллельной обработки* / под ред. Д. Ивенса. – М.: Мир, 1985. – С. 277-284.
24. *Miheli J., Cibej U.* Experimental Comparison of Matrix Algorithms for Dataflow Computer Architecture // in *Acta Electrotechnica et Informatica*. – 2018. – Vol. 18, No. 3. – P. 47-56.
25. *Yazdanpanah F., Alvarez-Martinez C., Jimenez-Gonzalez D. and Etsion Y.* Hybrid Dataflow/von-Neumann Architectures // in *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*. – June 2014. – Vol. 25, No. 6. – P. 1489-1509. – DOI: 10.1109/TPDS.2013.125.
26. *Каляев А.В., Левин И.И.* Модульно-наращиваемые многопроцессорные системы со структурно-процедурной организацией вычислений. – М.: Янус-К, 2003. – 380 с.
27. *Каляев И.А., Левин И.И., Семерников Е.А., Шмойлов В.И.* Реконфигурируемые мультиконвейерные вычислительные структуры. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮНЦ РАН, 2008. – 393 с.
28. *Dave Lewis SerDes.* Architectures and Applications. DesignCon 2004 National Semiconductor Corporation. – Режим доступа: https://chenweixiang.github.io/docs/SerDes_Architectures_and_Applications.pdf (дата обращения: 31.10.2022).
29. *Хелд Г.* Технологии передачи данных: пер. с англ. – 7-е изд. – СПб. и др.: Питер, 2003. – 715 с. – (Классика computer science).
30. *Шнаковский Г.И., Верхотуров А.Е.* Алгоритм параллельного решения СЛАУ методом Гаусса-Зейделя // *Вестник БГУ*. Сер. 1. – 2007. – № 1. – С. 44-48.

REFERENCES

1. *Chernyak L.* Закон Amdala i budushchee mnogoyadernykh protsessorov [Amdahl's Law and the future of multicore processors], *Otkrytye sistemy* [Open Systems]. SUBD, 2009, No. 04. Available at: <https://www.osp.ru/os/2009/04/9288815/> (accessed 31 October 2022).
2. *Bérut Antoine.* Information and Thermodynamics: Experimental Verification of Landauer's Principle Linking Information and Thermodynamics. Available at: <https://arxiv.org/pdf/1503.06537.pdf> (accessed 28 October 2022).
3. 10 let do 10 nm: zakon Mura vse eshche rabotaet [10 years to 10 nm: Moore's law still works], *PCNews*, 12.07.2008. Available at: <http://pcnews.ru/news/10-channalweb-intel-pat-gelsinger-100-tsmc-45-2009-1965-33-1971-1978-1989-1997-25-2005-65-pentium-233904.html> (accessed 28 October 2022).
4. *Cerofolini C.F., Mascolo D.* Hybrid Route From CMOS to Nano and Molecular Electronics, *Nanotechnology for electronic materials and devices*. Springer Science+Business Media, LLC, 2007, pp. 1-65.
5. *Stepanenko S.A.* Fotonnyy komp'yuter: struktura i algoritmy, otsenki parametrov [Photonic computer: structure and algorithms, parameter estimates], *Fotonika* [Photonics], 2017, No. 7 / 67. DOI: 10.22184/1993-7296.2017.67.7.72.83.

6. *Stepanenko S.A.* Fotonnaya vychislitel'naya mashina. Printsipy realizatsii. Otsenki parametrov [Photonic computing machine. Principles of implementation. Parameter estimates], *Doklady Akademii nauk* [Reports of the Academy of Sciences], 2017, Vol. 476, No. 4, pp. 389-394. DOI: 10.1134/S1064562417050234.
7. *Henri H. Arsenault, Yunlong Sheng.* An Introduction to Optics in Computers. Vol. 8 of Tutorial texts in optical engineering. SPIE Press, 1992.
8. *Richard V. Stone; Frederick F. Zeise and Peter S. Guilfoylev.* DOC II 32-bit digital optical computer: optoelectronic hardware and software, *Proc. SPIE 1563, Optical Enhancements to Computing Technology, 267 (December 1, 1991)*. DOI: 10.1117/12.49689.
9. *Jacob Barhen, Charlotte Kotas, Travis S Humble, Pramita Mitra, Neena Imam, Mark A Buckner, and Michael R Moore.* High performance FFT on multicore processors, *In 2010 Proceedings of the Fifth International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*. IEEE, 2010, pp. 1-6.
10. *Shubin V.V., Balashov K.I.* Patent № 2677119 C1 Ross yskaya Federats ya, MP G02F 3/00, G02F 1/095. Polnost'yu opticheskiy logicheskiy bazis na osnove mikrokol'tsevogo rezonatora: № 2018111870: zayavl. 02.04.2018: opubl. 15.01.2019; zayavitel' Rossiyskaya Federatsiya, ot imeni kotoroy vystupaet Gosudarstvennaya korporatsiya po atomnoy energii "Rosatom", Federal'noe gosudarstvennoe unitarnoe predpriyatie "Rossiyskiy federal'nyy yadernyy tsentr – Vserossiyskiy nauchno-issledovatel'skiy institut eksperimental'noy fiziki" (FGUP "RFYATS-VNIIEF") [Patent No. 2677119 C1 Russian Federation, IPC G02F 3/00, G02F 1/095. A fully optical logical basis based on a micro-ring resonator: No. 2018111870: declared 02.04.2018; published 15.01.2019; the applicant is the Russian Federation, on behalf of which the State Atomic Energy Corporation Rosatom, the Federal State Unitary Enterprise Russian Federal Nuclear Center - All-Russian Research Institute of Experimental Physics (FSUE RFNC-VNIIEF).
11. *Tamer A. Moniem.* All-optical XNOR gate based on 2D photonic-crystal ring resonators, *Quantum Electronics*, 2017, 47 (2): 169. DOI: 10.1070/QEL16279.
12. *Bekus Dzh.* *Mozhno li osvobodit' programmirovaniye ot stilya fon Neymana? Funktsional'nyy stil' i sootvetstvuyushchaya algebra program*, *Issledovatel'skaya laboratoriya IBM, San Khose, 1977* [Is it possible to free programming from the von Neumann style? Functional Style and the corresponding algebra of programs, IBM Research Laboratory, San Jose, 1977].
13. *Flynn M.J.* Very High-Speed Computing System, *Proceedings IEEE*, 1966, No. 54, pp. 1901-1909.
14. *Flynn M.J.* Some Computer Organizations and their Effectiveness, *IEEE Transactions on Computers*, Sep. 1972, Vol. 24, pp. 948-960.
15. *Wulf W.A., McKee S.A.* Hitting the Memory Wall: Implications of the Obvious, *Computer Architecture News*, Mar. 1995, Vol. 23, No. 1, pp. 20-24.
16. Next generat on photon c memory dev ces are 'l ght-wr tten', ultrafast and energy eff c ent, 2019. Available at: <https://www.tue.nl/en/news/news-overview/10-01-2019-next-generation-photonic-memory-devices-are-light-written-ultrafast-and-energy-efficient/> (accessed 31 October 2022).
17. Using light for next-generation data storage, 2018. Available at: <https://phys.org/news/2018-06-next-generation-storage.html>.
18. *Qiming Zhang, Zhilin Xia, Yi-Bing Cheng & Min Gu.* High-capacity optical long data memory based on enhanced Young's modulus n nanoplasmon c hybr d glass compos tes, 2018. Available at: <https://phys.org/news/2018-06-next-generation-storage.html>.
19. *Gordeev A., Voytovich V., Svyatets G.* Perspektivnyye fotonnye i fononnye otechestvennye tekhnologii dlya teragertsovykh mikroprotssessorov, OZU i interfeysa so sverkhnikim energopotrebleniem [Promising photonic and phonon domestic technologies for terahertz microprocessors, RAM and interface with ultra-low power consumption], *Sovremennaya elektronika* [Modern electronics], No. 2,22. Available at: <https://www.soel.ru/online/perspektivnye-fotonnye-i-fononnye-otchestvennye-tekhnologii-dlya-teragertsovykh-mikroprotssessorov-o/>.
20. *Joseph Buck, Edward A. Lee.* The token flow model, *Data Flow Workshop, Hamilton Island, Australia, May 1992*.
21. *Ben Lee, Hurson A.R.* Dataflow Architectures and Multithreading, *IEEE Computer*, 1994, Vol. 27, No. 8, pp. 27-39.
22. *Kokhonen T.* Assotsiativnyye zapominayushchie ustroystva [Associative storage devices]. Moscow.: Mir, 1982, 384 p.

23. *Triliven F.K.* Modeli paralel'nykh vychisleniy [Models of parallel computing], *Sistemy paralel'noy obrabotki* [Parallel processing systems], ed. by D. Ivensa. Moscow: Mir, 1985, pp. 277-284.
24. *Miheli J., Cibej U.* Experimental Comparison of Matrix Algorithms for Dataflow Computer Architecture, in *Acta Electrotechnica et Informatica*, 2018, Vol. 18, No. 3, pp. 47-56.
25. *Yazdanpanah F., Alvarez-Martinez C., Jimenez-Gonzalez D. and Etsion Y.* Hy-brid Dataflow/von-Neumann Architectures, in *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, June 2014, Vol. 25, No. 6, pp. 1489-1509. DOI: 10.1109/TPDS.2013.125.
26. *Kalyaev A.V., Levin I.I.* Modul'no-narashchivaemye mnogoprotsessornye sistemy so strukturno-protsedurnoy organizatsiyey vychisleniy [Modular-stackable multiprocessor systems with structural and procedural organization of computing]. Moscow: Yanus-K, 2003, 380 p.
27. *Kalyaev I.A., Levin I.I., Semernikov E.A., Shmoylov V.I.* Rekonfiguriruemye mul'tikonveyernye vychislitel'nye struktury [Reconfigurable multiconveyor computing structures]. Rostov-on-Don: Izd-vo YuNTS RAN, 2008, 393 p.
28. *Dave Lewis SerDes.* Architectures and Applications. DesignCon 2004 National Semiconductor Corporation. Available at: https://chenweixiang.github.io/docs/SerDes_Architectures_and_Applications.pdf (accessed 31 October 2022).
29. *Khel'd G.* Tekhnologii peredachi dannykh [Data transmission technologies]: transl. from engl. 7 ed. Saint Petersburg: Piter, 2003, 715 p. (Classics of computer science).
30. *Shpakovskiy G.I. Verkhoturov A.E.* Algoritm paralel'nogo resheniya SLAU metodom Gaussa-Zeydelya [Algorithm for parallel SLOUGH solution by Gauss-Seidel method], *Vestnik BGU* [Bulletin of BSU. Ser. 1], 2007, No. 1, pp. 44-48.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. Э.В. Мельник.

Левин Илья Израилевич – НИЦ супер-ЭВМ и нейрокомпьютеров; e-mail: levin@superevm.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +78634612111; директор; д.т.н.; профессор.

Сорокин Дмитрий Анатольевич – e-mail: jotun@inbox.ru; тел.: +79508668253; начальник отдела; к.т.н.

Касаркин Алексей Викторович – e-mail: kav589@mail.ru; тел.: +79045065636; научный сотрудник; к.т.н.

Levin Ilya Izrailevich – Supercomputers and Neurocomputers Research Center; e-mail: levin@superevm.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634612111; director; dr. of eng. sc.; professor.

Sorokin Dmitriy Anatolyevich – e-mail: jotun@inbox.ru; phone: +79508668253; chief of department; cand. of eng. sc.

Kasarkin Alexey Viktorovich – e-mail: kav589@mail.ru; phone: +79045065636; research scientist; cand. of eng. sc.

Раздел II. Алгоритмы обработки информации

УДК 004.273

DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-72-83

И.И. Левин, А.В. Подопрigора

МЕТОД РАСПАРАЛЛЕЛИВАНИЯ ПО БАЗОВЫМ МАКРООПЕРАЦИЯМ ДЛЯ ОБРАБОТКИ БОЛЬШИХ РАЗРЕЖЕННЫХ НЕСТРУКТУРИРОВАННЫХ МАТРИЦ НА PBC

Анализ методов и средств обработки больших разреженных неструктурированных матриц кластерными вычислительными системами с традиционной архитектурой показал, что для большинства задач обработки матриц с числом строк порядка 10^5 производительность снижается в 5-7 раз по сравнению с пиковой производительностью, при этом пиковая производительность вычислительных систем, главным образом, оценивается тестом LINPAC, который предполагает выполнение матричных операций. Основной целью работы является повышение эффективности обработки больших разреженных неструктурированных матриц, для чего целесообразно использовать реконфигурируемые вычислительные системы на основе ПЛИС как основной тип вычислительных средств. Для эффективной обработки больших разреженных неструктурированных матриц на реконфигурируемых вычислительных системах используется ряд ранее описанных в работах методов и подходов, такие как структурная организация вычислений, формат представления больших разреженных неструктурированных матриц «ряд строк», парадигма дискретно-событийной организации потоков данных, метод распараллеливание по итерациям. В статье рассматривается метод распараллеливания по базовым макрооперациям для решения задачи обработки больших разреженных неструктурированных матриц на PBC, который предполагает получение постоянной эффективности вычислений независимо от портрета обрабатываемых больших разреженных неструктурированных матриц. Использование для реконфигурируемых вычислительных систем разработанных методов обработки больших разреженных неструктурированных матриц позволяют обеспечивать эффективность вычислений на уровне 50%, что в несколько раз превосходит эффективность традиционных вычислительных систем.

Большие разреженные неструктурированные матрицы; БРН-матрицы; реконфигурируемые вычислительные системы; ПЛИС-технологии; операции над разреженными матрицами; сложение разреженных матриц; умножение разреженных матриц.

I.I. Levin, A.V. Podoprigora

METHOD OF PARALLELIZATION ON BASIC MACRO OPERATIONS FOR PROCESSING LARGE SPARSE UNSTRUCTURED MATRIXES ON RCS

Analysis calculating large sparse unstructured matrices (LSU-matrices) methods and tools for cluster computing systems with a traditional architecture showed that for most tasks of processing matrices with about 10^5 rows, performance compose reduced 5-7 times compared to the peak performance. Meanwhile peak performance of computing systems is mainly estimated by the LINPAC test, which involves the execution of matrix operations. The main goal of the work is to increase the efficiency processing LSU-matrices, for this purpose advisable to use reconfigurable computing systems (RSC) based on FPGAs as the main type of computing tools. For efficient processing LSU-matrices on RCS, a set method and approaches previously described in the papers are used, such as the structural organization of calculations, the format for representing LSU-matrices "row of lines", the paradigm of discrete-event organization of data flows, the meth-

od of parallelization by iterations. The article considers the method of parallelization by basic macro-operations for solving the problem of processing LSU-matrices on RCS, which implies obtaining a constant computational efficiency, regardless of the portrait of processed LSU-matrices. Using developed methods for processing LSU-matrices for reconfigurable computing systems makes it possible to provide computational efficiency at the level of 50%, which is several times superior to traditional parallelization methods.

Large sparse unstructured matrices; LRN matrices; reconfigurable computing systems; FPGA technologies; sparse matrix operations; sparse matrix addition; sparse matrix multiplication.

Введение. Для повышения эффективности обработки больших разреженных неструктурированных матриц [1] (БРН-матриц) целесообразно использовать РВС на основе ПЛИС [2] как основной тип вычислительных средств, поскольку они позволяют подстраивать вычислительный ресурс системы под решаемую задачу. Широкие возможности архитектуры РВС позволяют организовать структуру, которая будет с большей эффективностью обрабатывать БРН-матрицы [3].

Существующие на данный момент методы обработки матриц на РВС не учитывают неструктурированность и сильную разреженность, что приводит к обработке сильно разреженной матрицы как плотной с эффективностью, определяющейся отношением значимых элементов в матрице к их полному количеству [4]. Поэтому возникает необходимость в разработке специальных методов обработки БРН-матриц для РВС, эффективность которой будет значительно выше, чем при использовании существующих методов обработки матриц на РВС, а также кластерных систем для решения такого рода задач.

Для обработки БРН-матрицы в комплексе используются структурная организация вычислений [5], особый формат хранения БРН-матрицы, метод дискретно-событийной организации потоков данных [6], а также метод распараллеливания по итерациям [7].

Для наиболее эффективной обработки многоместных функций с БРН-матрицами на РВС и возникающей скажностью обработки данных, как следствие использования дискретно-событийной организации потоков данных, предлагается использовать метод распараллеливания по базовым макрооперациям, который предполагает разделение выполняемой функции над БРН-матрицами на отдельные базовые макрооперации с числом операндов, равным двум [7]. В процессе анализа простейших матричных операций было выявлено, что используемые макрооперации над БРН-матрицами могут быть представлены типами Кронекера, Адамара и классического умножения матриц.

Операции по типу «Кронекера». Наиболее простым типом операции являются операции по типу Кронекера, поскольку предполагают изменение одной БРН-матрицы на скалярную величину, которая может быть как отдельной величиной, так и множеством скалярных значений, находящихся в составе вектора или другой матрицы. На практике к таким типам базовых макроопераций могут относиться математические операции типа умножение, сложение, деление, вычитание между БРН-матрицей и скалярной величиной. Для базовых макроопераций типа Кронекера нет необходимости в анализе позиций значимых элементов БРН-матрицы.

Отдельно необходимо выделить операцию транспонирования, поскольку она соответствует типу Кронекера по определяющей характеристике - одна обрабатываемая БРН-матрица. При этом операция транспонирования существенно отличается от арифметических операций с БРН-матрицей и скалярной величиной, тем что изменяет не значимые элементы, а позиции значимых элементов. Для выполнения транспонирования без использования времязатратной итерационной схемы, когда для транспонирования необходимо читать матрицу количество раз, равное количеству столбцов обрабатываемой матрицы, можно использовать косвенную

адресацию в виде дополнительной памяти хранения адресов начала строк БРН-матрицы с использованием дискретно-событийных вычислений. В дополнительной памяти хранятся адреса первых значимых элементов в строках, которые после каждого читаемого элемента инкрементируются.

Для всех выделенных типов макроопераций необходимо обеспечить единую интенсивность на всех этапах выполнения макрооперации: поступления S_{rd} , обработки S_{cmp} и выдачи S_r данных [8]. Для арифметических операций над БРН-матрицей типа Кронекера не используется дискретно-событийный поток данных, вследствие чего не возникают разрывы в чтении значимых элементов из памяти, а скажности обработки данных вычислительным блоком базовой макрооперации и выдачи результата равны единицы.

На рис. 1 показаны структурные схемы операций над одной матрицей. Для обеих структур характерно наличие памяти хранения исходной матрицы, состоящей из двух одномерных массивов значимых элементов M_A и позиций значимых элементов M_{Ai} .

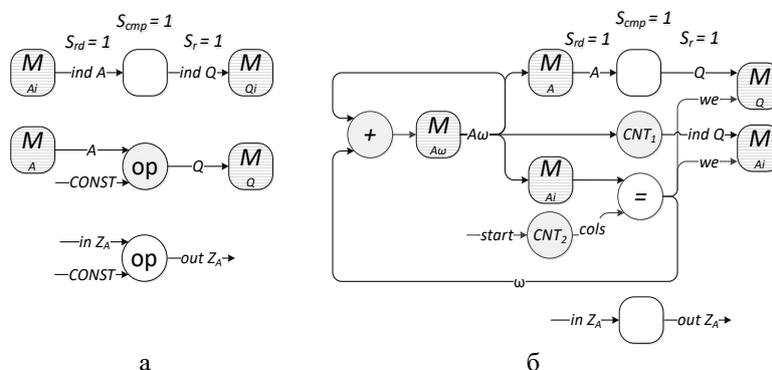


Рис. 1. Структурная схема операции над одной матрицей:
 а – операция типа Кронекера; б – операция транспонирования

Для макрооперации типа Кронекера, показанной на рис. 1,а, массив позиций значимых элементов M_{Ai} остается неизменным и записывается в M_{Qi} , над ненулевыми элементами M_A выполняется определенная арифметическая операция «ОР» со скалярной величиной const, после чего результат записывается в M_Q . При этом можно учитывать незначимые элементы $in Z_A$, передавая ее и модифицировав в $out Z_A$ операцией «ОР» и скалярной величиной const.

Для операции транспонирования, показанной на рис. 1,б, используется дополнительная память M_ω , которая хранит номера ячеек памяти M_{Ai} первых элементов в строках. Счетчик CNT_2 для каждой этой ячейки прибавляет значение шага, что позволяет вычитывать значимые элементы из памяти M_A , представленной в формате ряд строк, по столбцам с последующим переводом к строке. Счетчик CNT_1 используется для подсчета конца строк и формирования транспонированных позиций значимых элементов. При этом сами элементы матрицы M_A и незначимые элементы Z_A никак не изменяются.

Операции по типу «Адамара». Второй рассматриваемый тип матричной операции – это операции по типу Адамара. Для этого типа матричных операций характерно взаимодействие двух БРН-матриц между собой. В качестве операндов могут выступать пары матрица-матрица и вектор-вектор БРН-типа. Наиболее часто встречающиеся базовые макрооперации такого типа – операции умножения, сложения, деления и вычитания двух БРН-матриц, однако могут быть и другие.

Для базовых матричных макроопераций типа Адамара используется дискретно-событийная организация потоков данных [9]. Производится анализ текущих позиций значимых элементов, на основе которых возникает команда чтения одного или обоих потоков. При равенстве позиций значимых элементов над соответствующими им значимыми элементами выполняется необходимая арифметическая операция, после чего полученный значимый элемент матрицы записывается в результирующую память с соответствующим позицией. После этого формируется команда на чтение следующего элемента для каждой матрицы. При неравенстве позиций, возникает необходимость определения меньшего из элементов по адресу в строке. Логически это объясняется тем, что меньший по значению позиции значимый элемент находится ближе к началу строки и на смежном ему месте другой матрицы находится незначимый элемент. В этом случае над значимым элементом с меньшей позицией выполняется упрощенная логика арифметической операции с нулем и записывается в результирующую память с соответствующим адресом. После этого формируется команда на чтение одной матрицы с обработанным на этом этапе элементом.

Необходимо учитывать, что в процессе выполнения операций над значимыми элементами результат может оказаться нулевым, следовательно, он не должен быть записан в результирующую память. В этом случае происходит сброс позиции полученного результата с переходом к анализу следующей пары элементов.

На рис. 2 показана структурная схема базовой макрооперации типа Адамара над двумя БРН-матрицами.

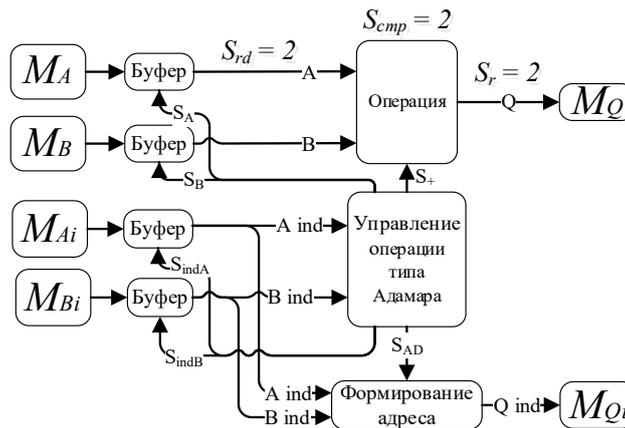


Рис. 2. Структурная схема базовой макрооперации типа Адамара над двумя БРН-матрицами

Для этой структуры, как и для рассмотренных ранее, характерно наличие памяти хранения исходных матриц А и В, состоящих из двух одномерных массивов значимых элементов M_A и M_B и позиций значимых элементов матрицы А и матрицы В - M_{Ai} и M_{Bi} . Для реализации дискретно-событийных потоков данных значимых элементов матриц и позиций значимых элементов А и В используется «Буфер» между памятьми M_A , M_B , M_{Ai} , M_{Bi} и остальной логикой базовой макрооперации. «Буфер» выполняет функцию баланса интенсивности входного потоков относительно интенсивности обработки данных вычислительными блоками операции «Операция» и «формирования адреса».

Буферные элементы позволяют реализовать запуск и остановку чтения элементов из «Буфера» на основании проведенного анализа текущих позиций значимых элементов в блоке «Управление операции типа Адамара» и обеспечить посто-

янную интенсивность потока данных на этапах чтения данных из памяти, их обработку и выдачу результата. Блок «Управление операции типа Адамара» является ключевым, поскольку на основании анализа происходит управление блоком «Операция», отвечающим за выполнение арифметической операции, и блоком «Формирование адреса». После выполнения всех необходимых преобразований с текущими значениями значимых элементов и соответствующих им позиций матриц A и B полученные элемент Q и его позиция Q_i записываются в соответствующую результирующую память.

Использование дискретно-событийной модели при организации потоков данных ведет к появлению скажности S_{cmp} , соответствующей обработке данных вычислительным блоком базовой макрооперации, пропорциональной количеству участвующих БРН-матриц в операции. В связи с этим блок управления организует разрывы чтения значимых элементов из памяти через буфер S_{rd} , что приводит скажность выдачи результирующего элемента S_r к соответствию скажности обработки данных вычислительным блоком S_{cmp} .

Операции типа «умножения матриц». Последний выделенный тип базовых макроопераций над БРН-матрицами является операцией по типу классического алгоритма умножения матриц. Для этого типа матричных операций характерно взаимодействие двух БРН-матриц между собой. В группе этого типа можно выделить две основные макрооперации - это умножение матрицы на вектор и умножение матрицы на матрицу. Исключением из типа «умножения матриц» является операция умножения вектора на вектор, поскольку результатом является скалярная величина, которая по своему виду не представляет поток данных.

Для базовых матричных макроопераций типа «умножения матриц» используется дискретно-событийная организация потоков данных. Это процесс организации разрывов подачи данных исходного потока используется в точности, как и для базовых матричных макроопераций типа «Адамара». Это происходит за счет управляющих последовательностей блока «Управления операции типа умножения матриц», поступающих в блоки «Буфер». В остальном базовые макрооперации по типу умножения матриц имеют более сложную вычислительную структуру и отличный формат представления БРН-матрицы множителя, которая представлена в разработанном формате список строк, однако в отличие от описанного варианта передается по столбцам.

Типовая структура для операции типа умножения матриц показана на рис. 3. Для этой структуры, как и для рассмотренных ранее, характерно наличие памяти хранения исходных матриц A и B , состоящей из двух одномерных массивов значимых элементов M_A и M_B и позиций значимых элементов M_{Ai} и M_{Bi} . Блок «Управление операцией типа умножение матриц» выполняет функцию анализа позиций значимых элементов обрабатываемых исходных матриц, хранящихся в памяти M_A , M_B , M_{Ai} , M_{Bi} , и определяет необходимость в получении частичных произведений из обрабатываемых значимых элементов матриц в блоке «Умножение» и накоплении его в блоке «Аккумулятор». Помимо этого, в блоке управления происходит анализ конца обрабатываемых текущих строки матрицы A и столбца матрицы B , которые обозначают завершение формирования текущего элемента и его запись в память результирующей матрицы M_Q . Кроме управления арифметическими блоками, происходит вычисление позиции значимого элемента в блоке «Формирование адреса» за счет вычисления номера текущей обрабатываемой строки и столбца и записи рассчитанной позиции вычисленного элемента по формату вида представления матриц в память M_{Qi} .

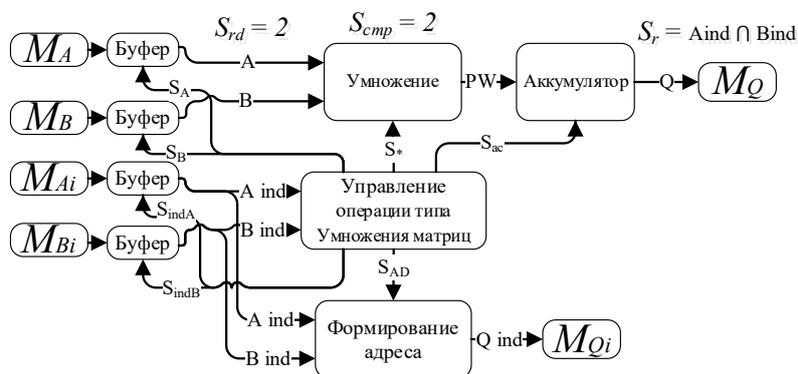


Рис. 3. Структурная схема базовой макрооперации умножения двух БРН-матриц

Для базовых макроопераций над БРН-матрицей используется дискретно-событийная модель организации потоков данных, что ведет к появлению скважности, равной двум, на этапе S_{cmp} обработки данных в вычислительном блоке «Умножения» базовой макрооперации. Однако существенной для данного типа базовых макроопераций является скважность выдачи результирующего элемента S_r , которая в данном случае определяется количеством пересекающихся позиций значимых элементов строки матрицы A со столбцом матрицы B, что можно обозначить формулой (1), которая описывает формирование скважности для каждого элемента результирующей матрицы за счет пересечения строки матрицы позиций значимых элементов A со столбцом матрицы позиций значимых элементов:

$$S_r(q_{i,j}) = \sum_0^n P_k, \text{ где } \begin{cases} P_k = 1, \text{ если } a_{i,k} \neq 0 \text{ и } b_{k,j} \neq 0; \\ P_k = 0, \text{ если } a_{i,k} = 0 \text{ или } b_{k,j} = 0. \end{cases} \quad (1)$$

$S_r(q_{i,j})$ – скважность получения элемента $q_{i,j}$ для операции типа умножения матриц; P_k – показатель совпадения позиций значимых элементов для анализируемых значений; $a_{i,k}$ – элемент матрицы A, анализируемой по строкам; $b_{k,j}$ – элемент матрицы B, анализируемой по столбцам.

В таком случае скважность для получения каждого элемента будет изменяться в зависимости от обрабатываемых строк матрицы A и столбцов матрицы B, что ведет к необходимости использованию методов баланса интенсивностей потоков данных внутри и между базовыми макрооперациями для БРН-матриц.

Баланс интенсивности потоков данных. Баланс интенсивности потоков данных обеспечивает синхронизацию интенсивности чтения с интенсивностью записи данных при их неравенстве [10]. Несоответствие интенсивностей в структуре базовой макрооперации возникает на этапе чтения значимых элементов из памяти хранения в исходной памяти и обработки данных вычислительным блоком. Для их балансировки предлагается использование буферных блоков накопления значимых элементов, как показано на структурных схемах базовых макроопераций по типу Адамара на рис. 2 и по типу умножения матриц на рис. 3.

Коэффициент скважности обработки данных по каждой матрице, участвующей в макрооперации, определяется схожим образом для каждой из рассматриваемых типов операций и в общем итоге будет находиться в диапазоне от единицы до двух, включая пограничные значения. Такое нецелочисленное представление скважности обработки БРН-матрицы определяется отношением числа значащих элементов у наибольшей по их значению между матрицей A или B к количеству совпадений позиций значимых элементов матрицы A с матрицей B, что показано в формуле (2).

$$S(q_{const,j}) = \frac{\max(a_{const,j}; b_{const,j})}{\sum_0^n P_k}, \quad (2)$$

где $\begin{cases} P_k = 1, \text{ если } a_{const,j} \neq 0 \text{ и } b_{const,j} \neq 0; \\ P_k = 0, \text{ если } a_{const,j} = 0 \text{ или } b_{const,j} = 0. \end{cases}$

$S(q_{const,j})$ – скважность потока данных в процессе получения результата строки номер const; P_k – показатель совпадения позиций значимых элементов для анализируемой строки; $a_{const,j}$ – значимые элементы матрицы A строки номер const; $b_{const,j}$ – значимые элементы матрицы A строки номер const.

Полученные значения скважности применяются для оценки интенсивности чтения значимых элементов из памяти и интенсивности обработки данных вычислительным блоком. Эти значения используются для расчета минимально необходимой глубины буферных блоков, доступных в вычислительной системе так, чтобы вероятность их переполнения при обработке БРН-матриц была нулевой. Решение этой задачи осуществляется методами сетевых технологий, где возникает вероятность потери пакетов в процессе передачи данных по высокосортным сетям. Применительно к базовым матричным операциям переполнение ведет к прерыванию чтения значимых элементов из памяти и увеличению времени обработки БРН-матриц. Использование формулы стационарной вероятности процесса гибели и размножения [11] при обозначенной размерности, разреженности, среднего количества элементов в строке БРН-матрицы планировать минимально необходимый размер буферных элементов, который обеспечит нулевую вероятность потери значимого элемента.

Помимо использования буферных элементов, для синхронизации интенсивности чтения значимых элементов из памяти хранения исходной матрицы S_{rd} с интенсивностью обработки данных вычислительным блоком S_{cmp} они используются для синхронизации выдачи результирующих элементов. Такая необходимость возникает на стыке последовательно объединенных базовых макроопераций типа умножение матриц. Для сохранения единой интенсивности обработки данных между базовыми макрооперациями типа умножение матриц буфер выдачи результирующих элементов первой операции накапливает значения целой строки, поскольку она является минимальной частью для старта обработки операций типа умножение матриц. Функционально такой подход является частью подхода по объединению базовых матричных операций в вычислительную структуру.

Создание вычислительной структуры из базовых макроопераций. Для организации многоместных функций над разреженными матрицами и решения СЛАУ итерационными методами с несколькими БРН-матрицами для разного рода прикладных задач [12] необходимо обозначить подходы по соединению разработанных БРН-матричных макроопераций между собой для реализации структуры многоместной функции или итераций.

Выполнение операции типа «Кронекер» в многоместной функции с другими макрооперациями других типов не требует дополнительных подходов, поскольку вычислительная структура макрооперации позволяет выводить поток данных с той интенсивностью, которая была на входе базовой макрооперации. Необходимость использования специальных подходов соединения возникает для операций типа «Адамар» и «умножение матриц». Для них можно выделить две категории таких подходов – соединение разнотипных и однотипных базовых макроопераций [13].

Основной подход выполнения разнотипных базовых макроопераций над БРН-матрицами основывается на включении операции с меньшей скважностью выдачи результирующего элемента в операцию с большим значением, что предполагает включение базовой макроопераций типа Кронекера или типа Адамара в

базовую макрооперацию типа умножения матриц. Этот подход предполагает преобразование частичных произведений операции типа умножения матриц, операцией типа Адамара, или использования свободного времени в процессе накопления частичных произведений операции типа умножения матриц для выполнения операций по типу Кронекера.

Для создания вычислительной структуры из однотипных базовых макроопераций используется подход, основанный на последовательном или пирамидальном соединении операций. Базовая макрооперация типа Адамара имеет постоянную скважность на всех уровнях макрооперации, а также одинаковую передачу обрабатываемых БРН-матриц в виде формата списка строк. Это позволяет соединять базовые макрооперации такого типа между собой как последовательно, так и пирамидально.

Для соединения двух макроопераций типа умножения матриц существуют особенности в виде передачи одной БРН-матрицы в формате список строк. Вторая БРН-матрица использует такой же формат, но пара векторов формируются по столбцам. Так, с одной загруженной в базовую макрооперацию строкой БРН-матрицы по первому входу и чтением всех столбцов БРН-матрицы по второму входу формирует результат – строку, которая хранится в буфере выдачи результирующего элемента. Полностью сформированная строка является стартовым элементом для запуска вычислений следующей базовой макрооперации типа умножения матриц.

Оценка эффективности разработанных методов. Целью разработки методов обработки БРН-матриц на РВС является повышение эффективности вычислений, которые определяются как соотношение значимых вычислений к общему количеству выполненных операций. Предлагаемый набор методов для обработки БРН-матриц позволяет выстраивать все вычислительные узлы в определенную последовательность и производить вычисления только над значимыми данными [14]. За счет однократного и последовательного чтения всех элементов БРН-матрицы из начальной памяти и их проход через вычислительную структуру, в отличие от кластерных ВС с выполнением множественного чтения и записи промежуточных значений обработки БРН-матрицы в память, происходит сокращение времени обработки [15].

Для разработанных специальных методов обработки БРН-матриц эффективность определяется формулой (3), которая основывается на скважности обработки данных вычислительным блоком в соответствии с дискретно-событийной организацией потоков данных и отношением количеством локальных пересечений позиций значимых элементов матриц в базовых макрооперациях к максимальному количеству значимых элементов среди всех матриц:

$$E_{\text{спец РВС}} = \frac{C + \frac{(n^2 \cdot sp_{A_1} \cap n^2 \cdot sp_{A_2}) \cap \dots \cap (n^2 \cdot sp_{A_{k-1}} \cap n^2 \cdot sp_{A_k})}{\max(n^2 \cdot sp_{A_1}; n^2 \cdot sp_{A_2}; \dots; n^2 \cdot sp_{A_k})}}{sk} \quad (3)$$

$E_{\text{спец РВС}}$ – эффективность разработанных методов; n – размерность обрабатываемых матриц; sp_{A_k} – степень разреженности обрабатываемых матриц; sk – скважность обработки данных, вызванная методом организации дискретно-событийных потоков данных, равная количеству участвующих в базовой макрооперации операндов; C – количество одновременно выдаваемых данных.

На рис. 5 показаны графики эффективностей вычислительных системы на задаче обработки БРН-матриц.

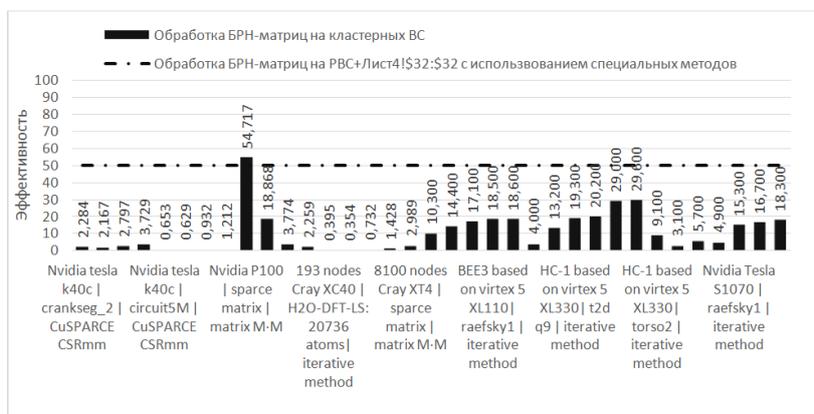


Рис. 5. График сравнения эффективностей использования кластерных МПС с классической архитектурой и специальных методов обработки БРН-матриц на RVC

График эффективности классических вычислительных систем, с использованием высокопроизводительных графических ускорителей [16], был получен в ходе анализа работ, посвященных обработке БРН-матриц как отношений практической производительности вычислительной системы к пиковой производительности вычислительной системы, обозначенной ее разработчиком [17–21]. Ось абсцисс графика обозначает рассмотренный набор задач, из которого получены значения эффективности на соответствующих системах, для которых подпись к значениям эффективности определяет основной вычислительный компонент или название вычислительной системы, обрабатываемую матрицу и тип выполняемой операции, функции или решения систем линейных алгебраических уравнений.

График эффективности специальных методов обработки БРН-матриц на RVC, построенный на основании выведенной формулы (3), где sk – скважность обработки данных с использованием распараллеливания по базовым макрооперациям, равная 2, количество одновременно выдаваемых данных C равно 1. Второе слагаемое числителя, представленное дробью, принимает значение 0, как случай, для которого совпадения позиций значимых элементов обрабатываемых БРН-матриц отсутствуют. В результате эффективность на всех задачах обработки БРН-матриц будет на уровне 50% значения.

Заключение. Использование для RVC разработанных методов обработки БРН-матриц, включающие в себя ранее описанные методы: формат хранения БРН-матриц «список строк», метода организации дискретно-событийных потоков данных для базовых макроопераций БРН-матрицами, а также описанные в статье процесс формирования базовых макроопераций и их объединения, баланс скважности на этапах базовых макроопераций позволяют обеспечивать наименьшую эффективность вычислений на уровне 50%, что в несколько раз выше традиционные методы распараллеливания. При этом не исключается возможность использования дополнительных ресурсов RVC, на реализацию параллельной обработки нескольких элементов БРН-матриц, за счет чего можно производить опережающий анализ и нивелировать скважность потока обработки данных. В результате эффективность RVC будет находиться в диапазоне 60–85%, относительно пиковой производительности системы.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Kolodziej S.P., Aznaveh M., Bullock M., David J., Davis T.A., Henderson M., Hu Y., Sandstrom R.* The SuiteSparse Matrix Collection Website Interface // Journal of Open Source Software. – March 2019. – Vol. 4, No. 35. – P. 1244-1248. – DOI: <https://doi.org/10.21105/joss.01244> (дата обращения: 02.10.2022).
2. *Гузик В.Ф., Каляев И.А., Левин И.И.* Реконфигурируемые вычислительные системы / под ред. И.А. Каляева. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2016. – 472 с.
3. *Дордопуло А.И., Каляев И.А., Левин И.И., Семерников Е.А.* Семейство многопроцессорных вычислительных систем с динамически перестраиваемой архитектурой // Многопроцессорные вычислительные и управляющие системы: Матер. научно-технической конференции. – Таганрог, 2007. – С. 11-17.
4. *Пелитец А.В.* Методы и средства решения задач линейной алгебры на высокопроизводительных реконфигурируемых вычислительных системах: дисс. ... канд. техн. наук. – Таганрог, 2016. – 199 с.
5. *Каляев И.А., Левин И.И., Семерников Е.А., Шмойлов В.И.* Реконфигурируемые мультимедийные вычислительные структуры / под общ. ред. И.А. Каляева. – 2-е изд. перераб. и доп. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮНЦ РАН, 2009. – 344 с.
6. *Подопригора А.В.* Метод организации дискретно-событийных вычислений для обработки больших разреженных неструктурированных матриц на РВС // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 7. – С. 189-197. – DOI 10.18522/2311-3103-2021-7-189-197.
7. *Подопригора А.В.* Методы распараллеливания вычислений для обработки больших разреженных неструктурированных матриц на РВС // XVIII Ежегодная молодежная научная конференция «Наука Юга России: достижения и перспективы»: Матер. конференции (г. Ростов-на-Дону, 18–29 апреля 2022 г.). – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮНЦ РАН, 2022. – С. 262. – ISBN 978-5-4358-0233-7.
8. *Сорокин Д.А.* Методы решения задач с переменной интенсивностью потоков данных на реконфигурируемых вычислительных системах: дисс. ... канд. техн. наук: 05.13.11: защищена 15.06.12; утверждена: 11.03.13. – Таганрог, 2013. – 168 с. – 005043774.
9. *Подопригора А.В.* Управление процессом обработки разреженных матриц в дискретно-событийных матричных операциях // XIV Всероссийская мультимедийная конференция по проблемам управления (МКПУ-2021): Матер. XIV мультимедийной конференции (Дивноморское, Геленджик, 27 сентября – 2 октября 2021 г.): в 4 т. Т. 2 / редкол.: И.А. Каляев, В.Г. Пешехонов и др. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2021. – С. 276-278. – ISBN 978-5-9275-3846-1.
10. *Клейнрок Л.* Теория массового обслуживания. – М.: Машиностроение, 1979. – 432 с.
11. *Коннов А.Л., Ушаков Ю.А.* Методы расчета показателей производительности сетей ЭВМ с неоднородным трафиком. – Оренбург: ОГУ, 2013. – С. 10-16.
12. *Тихонов А.Н., Самарский А.А.* Уравнения математической физики. – М.: Изд-во Московского университета, 1999. – 6-е изд. – 798 с. – URL: https://elar.urfu.ru/bitstream/10995/42951/1/978-5-321-02475-1_2016.pdf (дата обращения: 15.10.2022).
13. *Подопригора А.В.* Объединение базовых БРН-матричных макроопераций // Многопроцессорные вычислительные и управляющие системы: Матер. Всероссийской научно-технической конференции (г. Таганрог 27–30 июня 2022 г.). – Ростов-на-Дону – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2022. – С. 103. – ISBN 978-5-9275-4144-7.
14. *Подопригора А.В., Чекина М.Д.* Решение разреженных СЛАУ большой и сверхбольшой размерности многосеточным методом на РВС // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2018. – № 8. – С. 212-218. – DOI: 10.23683/2311-3103-2018-8-212-221.
15. *Каляев А.В., Левин И.И.* Модульно-наращиваемые многопроцессорные системы со структурно-процедурной организацией вычислений. – М.: Янус-К, 2003. – 380 с.
16. Параллельные вычисления CUDA / NVIDIA Corporation. – 2018. – URL: <http://www.nvidia.ru/object/cuda-parallel-computing-ru.html> (дата обращения: 18.10.2022).
17. *Bethune I., Gloss A., Hutter J., Lazzaro A., Pabst H., Reid F.* Porting of the DBCSR library for Sparse Matrix-Matrix Multiplications to Intel Xeon Phi systems // Submitted to the ParCo2017 conference. Distributed, Parallel, and Cluster Computing (cs.DC) - 2017 Italy Bologna 12-15 September 2017. – DOI: 10.3233/978-1-61499-843-3-47.

18. Chungz E.S., Davisz J.D., Kestury S. An FPGA Drop-In Replacement for Universal Matrix-Vector Multiplication. – Portland: Workshop on the Intersections of Computer Architecture and Reconfigurable Logic, 2012. – P. 1-6.
19. Georgopoulos L., Sobczyk A., Christofidellis D., Dolfi M., Auer C., Staar P., Bekas C. Enhancing multi-threaded sparse matrix multiplication for knowledge graph-oriented algorithms and analytics IBM Research. – Zurich Säumerstrasse 4 CH-8803 Rüschlikon Switzerland 2019. – 11 p.
20. Kunchum R. On Improving Sparse Matrix-Matrix Multiplication on GPUs (Thesis). The Ohio State University, 2017. – P. 36-42. – https://etd.ohiolink.edu/etd.send_file?accession=osu1492694387445938&disposition=inline.
21. Yang C., Buluc A., Owens J. Design Principles for Sparse Matrix Multiplication on the GPU // International European Conference on Parallel and Distributed Computing. Turin, 2018. – P. 12.

REFERENCES

1. Kolodziej S.P., Aznavah M., Bullock M., David J., Davis T.A., Henderson M., Hu Y., Sandstrom R. The SuiteSparse Matrix Collection Website Interface, *Journal of Open Source Software*, March 2019, Vol. 4, No. 35, pp. 1244-1248. DOI: <https://doi.org/10.21105/joss.01244> (accessed 02 October 2022).
2. Guzik V.F., Kalyaev I.A., Levin I.I. Rekonfiguriruemye vychislitel'nye sistemy [Reconfigurable computing systems], ed. by I.A. Kalyaeva. Taganrog: Izd-vo YuFU, 2016, 472 p.
3. Dordopulo A.I., Kalyaev I.A., Levin I.I., Semernikov E.A. Semeystvo mnogoprotsessornykh vychislitel'nykh sistem s dinamicheski perestraivaemoy arkhitekturoy [A family of multiprocessor computing systems with dynamically tunable architecture], *Mnogoprotsessornye vychislitel'nye i upravlyayushchie sistemy: Mater. nauchno-tekhnicheskoy konferentsii* [Multiprocessor computing and control systems: Proceedings of the scientific and technical conference]. Taganrog, 2007, pp. 11-17.
4. Pelipets A.V. Metody i sredstva resheniya zadach lineynoy algebry na vysokoproizvoditel'nykh rekonfiguriruemyykh vychislitel'nykh sistemakh: disc. ... kand. tekhn. nauk [Methods and means of solving linear algebra problems on high-performance reconfigurable computing systems: cand. of eng. sc. diss.]. Taganrog, 2016, 199 p.
5. Kalyaev I.A., Levin I.I., Semernikov E.A., Shmoylov V.I. Rekonfiguriruemye mul'tikonveyernye vychislitel'nye struktury [Reconfigurable multiconveyor computing structures], under the general editorship of I.A. Kalyaev. 2nd ed. Rostov-on-Don: Izd-vo YuNTS RAN, 2009, 344 p.
6. Podoprigora A.V. Metod organizatsii diskretno-sobytiynykh vychisleniy dlya obrabotki bol'shikh razrezhennykh nestrukturirovannykh matrits na RVS [A method for organizing discrete-event computing for processing large sparse unstructured matrices on RVS], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2021, No. 7, pp. 189-197. DOI: 10.18522/2311-3103-2021-7-189-197.
7. Podoprigora A.V. Metody rasparallelivaniya vychisleniy dlya obrabotki bol'shikh razrezhennykh nestrukturirovannykh matrits na RVS [Methods of parallelization of calculations for processing large sparse unstructured matrices on RVS], *XVIII Ezhegodnaya molodezhnaya nauchnaya konferentsiya «Nauka YUga Rossii: dostizheniya i perspektivy»: Mater. konferentsii (g. Rostov-na-Donu, 18–29 aprelya 2022 g.)* [XVIII Annual Youth Scientific Conference "Science of the South of Russia: achievements and prospects": Materials of the conference (Rostov-on-Don, Rostov-on-Don, April 18-29, 2022)]. Rostov-on-Don: Izd-vo YuNTS RAN, 2022, pp. 262. ISBN 978-5-4358-0233-7.
8. Sorokin D.A. Metody resheniya zadach s peremennoy intensivnost'yu potokov dannykh na rekonfiguriruemyykh vychislitel'nykh sistemakh: diss. ... kand. tekhn. nauk [Methods for solving problems with variable intensity of data flows on reconfigurable computing systems: cand. of eng. sc. diss.]: 05.13.11: protected 15.06.12: approved: 11.03.13. Taganrog, 2013, 168 p. 005043774.
9. Podoprigora A.V. Upravlenie protsessom obrabotki razrezhennykh matrits v diskretno-sobytiynykh matrichnykh operatsiyakh [Managing the process of processing sparse matrices in discrete-event matrix operations], *XIV Vserossiyskaya mul'tikonferentsiya po problemam upravleniya (MKPU-2021): Mater. XIV mul'tikonferentsii (Divnomorskoe, Gelendzhik, 27 sentyabrya – 2 oktyabrya 2021 g.)* [XIV All-Russian Multi-conference on Management Problems (MKPU-2021): Proceedings of the XIV multi-conference (Divnomorskoe, Gelendzhik, September 27 – October 2, 2021)]: in 4 vol. Vol. 2, editorial board: I.A. Kalyaev, V.G. Peshekhonov and others. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2021., pp. 276-278. ISBN 978-5-9275-3846-1.

10. *Kleyurok L.* Teoriya massovogo obsluzhivaniya [Theory of queuing]. Moscow: Mashinostroenie, 1979, 432 p.
11. *Kononov A.L., Ushakov Yu.A.* Metody rascheta pokazateley proizvoditel'nosti setey EVM s neodnorodnym trafikom [Methods for calculating performance indicators of computer networks with heterogeneous traffic]. Orenburg: OGU, 2013, pp. 10-16.
12. *Tikhonov A.N., Samarskiy A.A.* Uravneniya matematicheskoy fiziki [Equations of mathematical physics]. Moscow: Izd-vo Moskovskogo universiteta, 1999. 6th ed., 798 p. Available at: https://elar.urfu.ru/bitstream/10995/42951/1/978-5-321-02475-1_2016.pdf (accessed 15 October 2022).
13. *Podoprigora A.V.* Ob"edinenie bazovykh BRN-matrichnykh makrooperatsiy [Combining basic BRN-matrix macro operations], *Mnogoprotsessornye vychislitel'nye i upravlyayushchie sistemy: Mater. Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii (g. Taganrog 27–30 iyunya 2022 g)* [Multiprocessor computing and control systems: Materials of the All-Russian Scientific and Technical Conference (Taganrog, June 27-30, 2022)]. Rostov-on-Don – Taganrog: Izd-vo YuFU, 2022, pp. 103. ISBN 978-5-9275-4144-7.
14. *Podoprigora A.V., Chekina M.D.* Reshenie razrezhennykh SLAU bol'shoy i sverkhbol'shoy razmernosti mnogosetochnym metodom na RVS [The solution of sparse SLOWs of large and extra-large dimensions by the multigrid method on RVS], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2018, No. 8, pp. 212-218. DOI: 10.23683/2311-3103-2018-8-212-221.
15. *Kalyaev A.V., Levin I.I.* Modul'no-narashchivaemye mnogoprotsessornye sistemy so strukturno-protsedurnoy organizatsiyey vychisleniy [Modular-stackable multiprocessor systems with structural and procedural organization of computing]. Moscow: Yanus-K, 2003, 380 p.
16. Parallel'nye vychisleniya CUDA, NVIDIA Corporation [Parallel computing CUDA, NVIDIA Corporation], 2018. Available at: <http://www.nvidia.ru/object/cuda-parallel-computing-ru.html> (accessed 18 October 2022).
17. *Bethune I., Gloss A., Hutter J., Lazzaro A., Pabst H., Reid F.* Porting of the DBCSR library for Sparse Matrix-Matrix Multiplications to Intel Xeon Phi systems, *Submitted to the ParCo2017 conference. Distributed, Parallel, and Cluster Computing (cs.DC) - 2017 Italy Bologna 12-15 September 2017*. DOI: 10.3233/978-1-61499-843-3-47.
18. *Chungz E.S., Davisz J.D., Kestury S.* An FPGA Drop-In Replacement for Universal Matrix-Vector Multiplication. Portland: Workshop on the Intersections of Computer Architecture and Reconfigurable Logic, 2012, pp. 1-6.
19. *Georgopoulos L., Sobczyk A., Christofidellis D., Dolfi M., Auer C., Staar P., Bekas C.* Enhancing multi-threaded sparse matrix multiplication for knowledge graph-oriented algorithms and analytics IBM Research. Zurich Säumerstrasse 4 CH-8803 Rüschlikon Switzerland 2019, 11 p.
20. *Kunchum R.* On Improving Sparse Matrix-Matrix Multiplication on GPUs (Thesis). The Ohio State University, 2017, pp. 36-42. Available at: https://etd.ohiolink.edu/!etd.send_file?accession=osu1492694387445938&disposition=inline.
21. *Yang C., Buluc A., Owens J.* Design Principles for Sparse Matrix Multiplication on the GPU, *International European Conference on Parallel and Distributed Computing. Turin, 2018*, pp. 12.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. Э.В. Мельник.

Левин Илья Израилевич – Южный федеральный университет; e-mail: iilevin@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; зав. кафедрой ИМС; д.т.н.; профессор.

Подопригора Александр Владимирович – e-mail: apodoprigora@sfedu.ru; аспирант.

Левин П'яа Izrailevich – Southern Federal University; e-mail: iilevin@sfedu.ru; Taganrog, Russia; head the department; dr. of eng. sc.; professor.

Podoprigora Aleksander Vladimirovich – e-mail: apodoprigora@sfedu.ru; postgraduate student.

А.А. Белевцев, А.М. Белевцев, В.А. Бальбердин

МЕТОДИКА АНАЛИЗА И ОЦЕНКИ ПРИОРИТЕТОВ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ТРЕНДОВ И ТЕХНОЛОГИЙ

На основании анализа глобальных тенденций научно-технологического развития определены требования к методам стратегического анализа, прогноза развития технологических трендов и технологий. Показано, что эффективное решение этой задачи должно носить комплексный характер и обеспечивать информационную, логическую и методическую взаимосвязь следующих основных этапов: мониторинг, выявление и формирование технологических трендов, их структуризацию и оценку приоритетов технологических трендов и технологий. Основная сложность решения задачи оценки приоритетов обусловлена проблемой получения количественных оценок, взаимозависимостью критериев и наличием обратных связей в анализируемых структурах технологических трендов. Предложен общий подход решения поставленной задачи. Разработана логически взаимосвязанная процедура оценки приоритетов на основе метода анализа иерархий (МАИ) и метода аналитических сетей (МАС). Для ее практической реализации разработана формальная схема перехода от технологического тренда некоторой предметной области к трансформированному динамическому графу технологий, содержащих как действительную, так и виртуальную составляющую. Дано уравнение логического вывода. Рассмотрена методика формирования критериев для решения поставленной задачи. Дано поэтапное описание методики оценки приоритетов технологических трендов. Особое внимание уделено решению проблемы связности критериев и технологий в технологических трендах. Предложено и алгоритмически рассмотрено применение методов анализа иерархий и методов аналитических систем для решения задачи оценки в этих случаях. Практическая реализация предлагаемой методики детально описана на методическом примере, отражающем основные проблемы количественной оценки приоритетов технологических трендов: связность критериев и технологий. Разработанная методика применяется в настоящее время для стратегического анализа и оценки направлений инновационного развития высокотехнологичных предприятий, построения дорожных карт, прогнозов научно-технологического развития в различных предметных областях.

Технология; технологические тренды; приоритеты; функциональное назначение; дорожная карта.

A.A. Belevtsev, A.M. Belevtsev, V.A. Balyberdin

ON TECHNOLOGY TRENDS AND TECHNOLOGY PRIORITIES ESTIMATION METHODS RESEARCH

On the base of global technological tendencies analysis the needs for strategic analysis methods and technological trends are defined. It is pointed out that the effective task decision must be complex and must support information, logical and methodical interconnection for the following stages: the monitoring, the technological trends forming and structuring and the technological and technologies priorities estimation. The main complexity in the priorities estimation is in getting quantity estimates, criterion interaction and opposite connections in technological trends analyses. The general approach to solve the problem is suggested. The logical interconnected procedure for priorities estimation is proposed based on the analytic hierarchy process (AHP) and the analytic nets method (ANM). The formal scheme to transfer from a technological trend of a subject sphere for transformed dynamic technology graph is designed. The technologies join the real as well as the virtual parts. The procedure for criteria forming is discussed. The detailed description for trends priorities estimation is presented. The main attention is made to criteria and technologies interconnection problem. The AHP and ANM using to decide estimation problems is discussed. The suggested procedure practical realization is described by means of an example. The example reflects the main problems of quantity estimation for technological trends priorities

such as criteria and technologies interconnection. The procedure constructed now is used for the strategic analysis and estimation for innovation development of high technologies enterprises, road cards making and technological forecasting in various spheres.

Technology; technology trend; priority; functional purpose; Road map.

Введение. Переход к 6 технологическому укладу и индустриальная революция 4.0, резкое обострение конкурентной борьбы задают чрезвычайно высокую динамику формирования новых направлений и траекторий технологического развития. Все это выдвигает новые требования и стимулирует развитие новых подходов и методов к решению задач мониторинга стратегического анализа, прогноза и оценки приоритетов развития технологических трендов и технологий.

Они должны обеспечить:

- ♦ мониторинг и выявление формирующихся технологических трендов и технологических фронтов на основе специальных методов, методов с применением искусственного интеллекта и информационно-аналитических комплексов [3–8].

- ♦ структуризацию технологий технологического тренда и связность трендов, их функциональных назначений и областей применения [9–17].

- ♦ оценку приоритетов технологических трендов и технологий [18–20].

В этой связи основными требованиями к методике анализа и оценки приоритетов должны стать:

- ♦ повышение достоверности полученных оценок в условиях нечеткости, неполноты и качественного характера исходной информации;

- ♦ учет взаимной зависимости критериев и наличие обратных связей в анализируемых структурах технологических трендов;

- ♦ получение более корректных оценок согласованности рассматриваемых элементарных оценок, что позволит повысить достоверность интегральных оценок прогноза приоритетов технологических трендов.

Для решения задач, связанных с получением количественных оценок в условиях неопределенности исходной информации и многокритериальности задач оценки, в последние годы получили распространение так называемый метод анализа иерархий (МАИ) и метод аналитических систем (МАС), предложенные Т. Саати [3, 4].

Рассмотрим возможные пути и особенности применения указанного метода к решению задач рассматриваемого типа. В работах [1, 2] было дано обоснование расчетных методов и алгоритмов решения задачи многокритериальной оценки приоритетов технологических трендов и технологий, которые могут быть положены в основу предполагаемой методики.

Общий подход. В общем случае возможны два варианта решения этой задачи [4]:

1. Построение иерархической организации системы критериев и альтернатив с использованием расчетной схемы метода анализа иерархий.

2. Рассмотрение общей схемы взаимосвязей между критериями, обратных связей между альтернативами и критериями, а так же взаимосвязей между альтернативами с использованием расчетных схем метода аналитических сетей.

Формализованная схема решения задачи. Рассмотрим основные этапы предлагаемой методики. Пусть задана предметная область P_m . Проведен глобальный мониторинг, сформированы технологические тренды (технологические направления) $C_n^{P_m}$ по функциональному признаку и технологии c_i^n , входящие в состав каждого тренда. Здесь индекс $n=1, N$ соответствует номеру технологического тренда, индекс $i=1, I$ – номеру технологии в рамках соответствующего тренда.

Для каждой c_i^n определены функциональные назначения Φ_{ij}^n и области применения O_i^n . Построен динамический граф технологий технологического тренда G_n^{Pm} и его трансформация в расширенный граф $(G_n^{Pm})^T$ на основе соотношений логического вывода [7]:

$$G_n^{Pm} \rightarrow c_{ij}^n \rightarrow \Phi_{ij}^n \rightarrow R(O_{ij}^n \cup O_{ij}^k) \cup V(O_{er}^n \cup O_{er}^k) \rightarrow (G_n^{Pm})^T \quad (1)$$

♦ $(G_n^{Pm})^T$ есть трансформированный динамический граф с вершинами $c_{ij}^n \in G_n^{Pm}$ и вершинами c_{er}^n – виртуальных технологий, сконструированных на основе Φ_{ij}^n

♦ R – действительная составляющая предметной области P_m

♦ V – виртуальная составляющая предметной области P_m

♦ индекс s соответствует виртуальной технологии, индексы j и r определяют номера уровней соответствующего графа;

Тогда общая процедура может быть представлена в виде следующей последовательности действий.

1. Проводится разработка комплексного критерия для оценки технологических трендов C_n^{Pm} по их относительной важности для выбранной предметной области.

2. Осуществляется разработка системы частных критериев для сравнительной оценки приоритетов отдельных технологий для каждого тренда из C_n^{Pm} .

3. Строятся интегральные оценки рассматриваемых технологий, как элементов "строительного материала" для решения поставленной задачи (в рамках предметной области P_m в целом).

Критерии решения задачи. Для решения задачи необходима разработка двух групп критериев оценки приоритетов [6, 7].

В первую группу $K(C_n^{Pm})$, где $n = \overline{1, N}$ – номера технологических трендов, входит иерархическая система критериев для построения оценок на уровне технологических трендов.

Во вторую группу $K(c_{ij}^n)$, где $i = \overline{1, I}$ – совокупность технологий C_n^{Pm} , входит система критериев на уровне отдельных технологий c_{ij}^n тренда C_n^{Pm} .

Методические рекомендации по оформлению первой группы критериев рассмотрены в работе [1].

Для оценки технологических направлений и технических систем (ТС) нового поколения целесообразно вводить следующие характеристики критериев [8, 17]:

♦ функциональные (тактические);

♦ технические;

♦ технико-экономические.

Тактические характеристики определяют возможности целевого применения и области применения.

Технические характеристики определяют технические (технологические) средства, необходимые для обеспечения тактических параметров.

К технико-экономическим характеристикам следует отнести:

♦ масса-габаритные характеристики;

♦ характеристики энергопотребления;

♦ надежность;

♦ стоимость.

Последовательность этапов решения задачи. Структурная схема разработанной методики оценки приоритетов технологических трендов представлена на рис. 1.

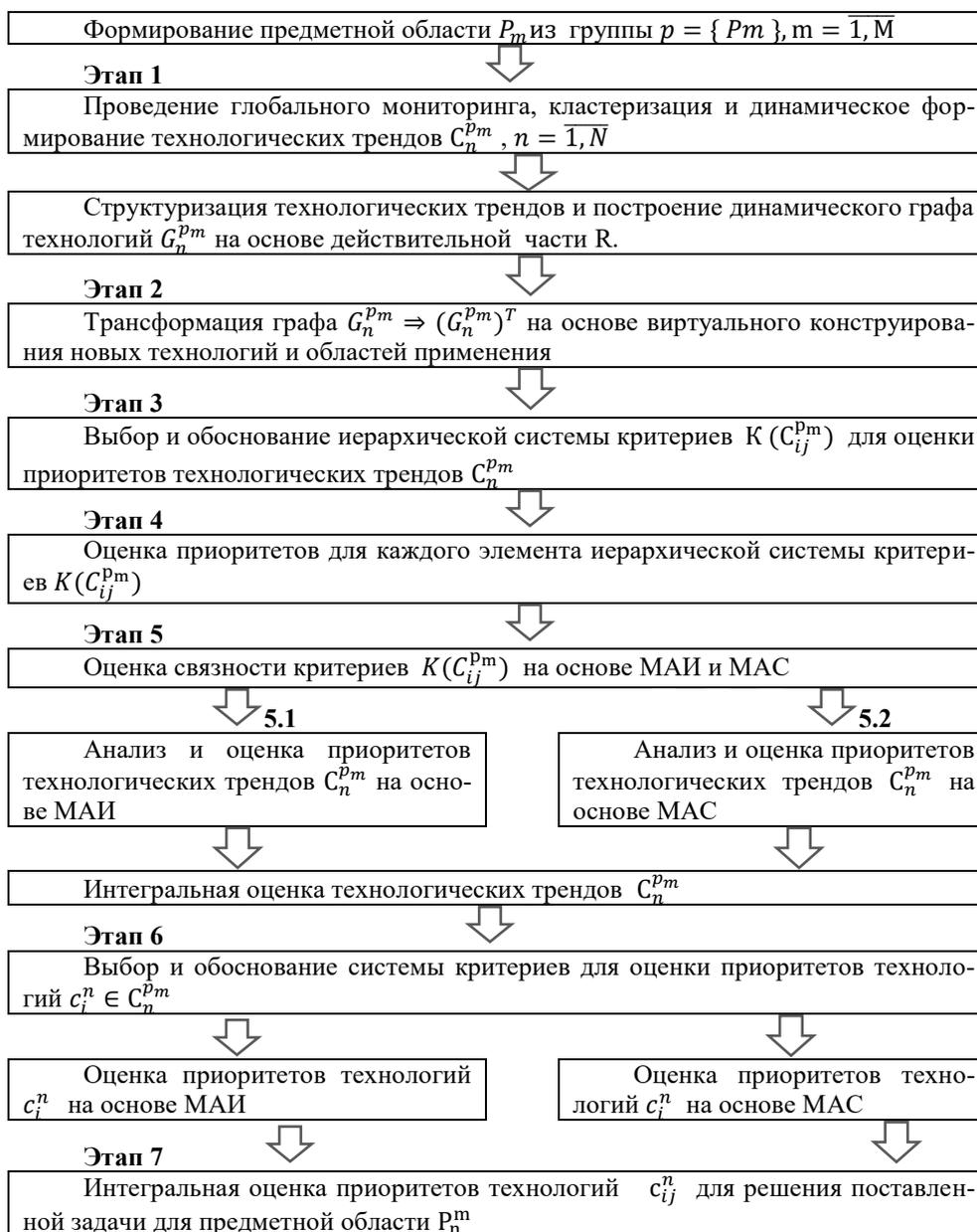


Рис. 1. Схематическая процедура оценки приоритетов технологий и технологических трендов

Рассмотрим основные этапы предлагаемой методики (рис. 1).

Этап 1 соответствует проведению глобального мониторинга, кластеризации и формированию для предметной области P_m совокупности технологических трендов $C_n^{p_m} = \{c_i^n\}$, $i = 1, N$. Здесь осуществляется структуризация технологических трендов и построение динамического графа технологий $G_n^{p_m}$.

Этап 2. Проводится трансформация графа $G_n^{p_m} \Rightarrow (G_n^{p_m})^T$ на основе виртуального конструирования новых технологий и областей применения.

Этап 3. На основе анализа предметной области осуществляется формирование совокупности критериев оценки эффективности решения задачи.

Этап 4. Строится оценка приоритетов для каждого элемента в иерархической системе критериев. Оценка связанности выбранных критериев определяется методом проведения оценок эффективности на основе метода анализа иерархий (МАИ) или метода аналитических сетей (МАС)

Этап 5.

5.1. Оценка приоритетов технологических трендов C_n^{pm} на основе МАИ (рис. 2).

5.2. Оценка приоритетов технологических трендов C_n^{pm} на основе МАС (рис. 3).



Рис. 2. Оценка приоритетов на основе МАИ



Рис. 3. Оценка приоритетов на основе МАС

Этап 6. Выбор и обоснование системы критериев $K(C_{ij}^n)$ для оценки приоритетов $\bar{\rho}(c_{ij}^n)$ технологий $c_{ij}^n \in C_n^{pm}$

Этап 7. Интегральная оценка приоритетов технологий $\bar{\rho}(C_{ij}^n)$ для решения поставленной задачи для предметной области P_n^m

Последовательность построения графа G_n^{pm} :

Начиная от корневой вершины, упорядочиваем по уровням на основе процедуры, рассмотренной выше.

В общем случае граф будет иметь иерархическую сетевую структуру относительно корневой вершины P_m . Отдельные узлы графа могут быть связаны с другими узлами, не принадлежащими графу G_n^{pm} .

Узлы графа G_n^{pm} для которых существуют технологии нижнего уровня иерархии будем называть структурно-функциональными узлами.

Для всех узлов первого уровня определяем степень влияния технологий c_i^n для достижения целей технологического тренда C_n^{pm} .

Для оценки относительной значимости технологий c_i^n строится обратносимметричная матрица парных сравнений по критерию:

- ♦ какая из попарно-сравнимых технологий оказывает более сильное влияние на достижение целей работ, проводимых по данному направлению тренда C_n^{pm} .

Формируем вектор приоритетов технологий первого уровня $\bar{\rho}(C_n^{pm})$.

$\sum \bar{\rho}(c_{ij}^n) = 1$ и Φ_n^n характеризует функциональную полноту уровня N .

Для каждой технологии первого уровня иерархии $\{c_j^n\}$, где $j = \overline{1, J}$ на графе G_n^{pm} определяем технологии конечных узлов первого уровня, второго и последующих уровней иерархии, непосредственно с ними связанных.

При этом в соответствии с соотношением логического вывода (1) технологии нижних уровней иерархии могут быть связаны как с узлами более высокого уровня, иерархии графа G_n^{pm} так и с другими технологиями, входящими в другие тренды.

Для каждого узла C_j^n строится обратносимметричная матрица по критерию:

- ♦ какая из попарно-сравнимых технологий 2-го и других уровней оказывает более сильное влияние на достижение целей технологий более высокого уровня иерархии.

Аналогично получаем оценки всех узлов второго и последующего уровней иерархии графа в порядке убывания.

Обработка снизу вверх полученной информации, представленной в виде соответствующих таблиц оценки технологий (векторов приоритетов) позволяет получить интегральную оценку влияния технологий $\{c_{ij}^n\}$ на цели и функциональные возможности технологического тренда C_n^{pm} [13].

В случае, если технологии c_i^n и c_j^n имеют одинаковое функциональное значение $\Phi_{i+ci}^n \equiv \Phi_{j+cj}^n$ (1) и одну и ту же область применения O_k^n , то такие технологии будем называть прямыми альтернативами.

При этом в общем случае функциональная полнота каждой может быть различной. То есть состав $\cup \Phi_{i+ci}^n \not\equiv \cup \Phi_{j+cj}^n$ технологий и их функциональное значение для технологии c_i и c_j будут отличаться.

В этом случае при оценке влияния технологий C_k на технологию более высокого уровня для технологий, для которых справедливо соотношение (1), проводится оценка приоритетов этих технологий относительно вершины C_n . После чего технологии с большим приоритетом остаются для дальнейшего анализа.

Рассмотрим пример (рис. 4). Оценка приоритетов технологий принадлежащей области P_m .

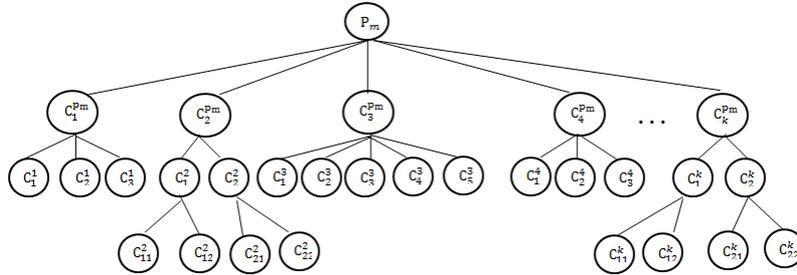


Рис. 4. Динамический граф технологических трендов $G_n^{P_m}$

Рассмотрим вариант применения предложенной методики.

Пусть задана предметная область P_m – технологии нового поколения для создания РЛК стратосферных БПЛА.

На 1 этапе в результате выполнения проведенного мониторинга сформированы пять технологических трендов $C_n^{P_m}$, $n = \overline{1,5}$ и определены совокупности технологий C_i^n .

$C_1^{P_m}$ – технологии создания многофункциональных композиционных наноматериалов.

$C_2^{P_m}$ – технологии управления теплом.

$C_3^{P_m}$ – технологии создания быстродействующей компонентной базы.

$C_4^{P_m}$ – технологии генерации и хранения энергии.

$C_5^{P_m}$ – технологии интеграции СВЧ электронных компонентов.

В соответствии с соотношением логического вывода (1) проводим структуризацию технологических трендов. Динамический граф $G_n^{P_m}$ для рассматриваемого варианта представлен на рис. 4.

Далее (этап 3) формируем иерархическую систему критериев $K(C_n^{P_m})$ для оценки приоритетов трендов.

Функциональные критерии:

- (1) Зона обзора РЛС;
- (2) Разрешающая способность РЛС;
- (3) Точность измерения координат и параметров объектов;
- (4) Помехозащищенность РЛС;
- (5) Пропускная способность РЛС.

Технико-экономические критерии:

- (1) Массо-габаритные характеристики;
- (2) Энергопотребление;
- (3) Надёжность;
- (4) Стоимость.

Если полагать, что критерии независимы, тогда оценка приоритетов может быть проведена на основе МАИ [3]. Однако в рассматриваемом примере среди критериев задачи имеются определённые взаимозависимости. Так, например, массогабаритные характеристики и энергопотребление достаточно тесно связаны. Поэтому данную задачу в общем случае следует рассматривать в сетевом варианте.

Для оценки приоритетов технологий $C_i^{P_m}$ может быть выбран критерий $K(c_i^n)$ – какая из сравниваемых технологий наиболее значима для реализации тренда.

В соответствии с выбранным критерием для каждого тренда C_i^{Pm} определяются векторы приоритетов входящих в него технологий.

2. Выбираем следующий тренд C_2^{Pm} в состав которого входят два поднаправления c_1^2 и c_2^2 (функциональные узлы) и каждый уровень технологий $\{c_{11}^2, c_{12}^2, c_{21}^2, c_{22}^2\}$. Последовательно определяем вектор приоритетов функциональных узлов, а затем вектор \bar{p}_{Ci}^2 технологий.

3. Для трендов C_3^{Pm} и C_4^{Pm} процедура определения векторов приоритетов одношаговая, она изложена в п.1.

4. Для тренда C_5^{Pm} процедура двух шаговая аналогичная п.2.

Итоговая оценка значений приоритетов каждой технологии c_{ij}^n определяется с учетом приоритета каждого тренда C_i^{Pm} .

Для рассматриваемого случая – РЛК стратосферных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) представлены результаты расчетов приоритетов технологических направлений для случаев наличия (табл. 1) и отсутствия (табл. 2) взаимозависимостей между критериями.

Таблица 1

Приоритетность технологических трендов при отсутствии взаимозависимостей критериев

	Схемная интеграция	Быстродейств. комп. база	Энергообеспечение	Управление теплом	Функ. композ. материалы
Функциональные критерии. Оценка	0.30	0.29	0.22	0.14	0.05
Технико-экономические. Оценка	0.42	0.21	0.21	0.09	0.07

Таблица 2

Приоритетность технологических трендов при наличии взаимозависимостей между критериями

	Схемная интеграция	Быстродейств. комп. база	Энергообеспечение	Управление теплом	Функ. композ. материалы
Функциональные критерии. Оценка	0.26	0.31	0.26	0.12	0.05
Технико-экономические критерии. Оценка	0.43	0.16	0.20	0.09	0.11

Из анализа приведенных в табл. 1 и 2 данных можно заключить, что учет взаимозависимости критериев может заметно повлиять на ранжировку оцениваемых альтернатив. Поэтому предлагаемая методика обеспечивает учет возможной связности критериев.

Заключение. Предложена методика анализа и оценки приоритетов технологических трендов и технологий, обеспечивающая комплексную относительную оценку значимости технологических трендов и для каждого тренда – комплексную оценку значимости входящих в него технологий.

При построении системы критериев методика учитывает наличие возможных взаимосвязей и взаимозависимостей между ними.

Имеющийся опыт практического применения рассмотренной методики свидетельствует о том, что ее использование позволяет существенно (на 15–20%) повысить уровень обоснованности решений, принимаемых при анализе многовариантных технических задач и разработке дорожных карт развития науки и технологий в заданных предметных областях.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Балыбердин В.А., Белевцев А.М., Бендерский Г.П.* Прикладные методы оценки и выбора решений в стратегических задачах инновационного менеджмента. – М.: ИТК «Дашков и К», 2014, – 4-е изд. – 340 с.
2. *Балыбердин В.А., Дружинин М.А., Панов В.В., Степанов О.А.* Актуальные вопросы автоматизации управления войсками и оружием. – М.: ФГБУ «З ЦНИИ» Минобороны России, 2017. – 144 с.
3. *Саати Т.Л.* Принятие решений. Метод анализа иерархий. – М.: Радио и связь, 1993.
4. *Саати Т.Л.* Принятие решений при зависимостях и обратных связях. Аналитические сети. – М.: ЛИБРОКОМ, 2009. – 358 с.
5. *Белевцев А.М., Балыбердин В.А., Бендерский Г.П., Белевцев А.А.* Анализ направлений развития нано- и IT-технологий для построения специализированных сетевых коммуникационных систем нового поколения // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – № 3 (164). – С. 35-45.
6. *Белевцев А.М., Балыбердин В.А., Белевцев А.А., Садреев Ф.Г.* О разработке интеллектуальных сервисов мониторинга технологических трендов в информационно-аналитических комплексах // Научные технологии. – 2019. – № 3.
7. *Белевцев А.М., Балыбердин В.А., Белевцев А.А.* Методика оценки времени и стоимости реализации технологических трендов в условиях неопределенности и не полноты информации // Научные технологии. – 2019. – № 5.
8. *Белевцев А.М., Балыбердин В.А., Белевцев А.А., Маркелов Е.Б.* Некоторые тенденции развития информационных технологий для систем сетецентрического управления // Вооружение и экономика. – 2021.
9. *Поляков И.В., Соколова Т.В., Чеповский А.А., Чеповский А.М.* Проблема классификации текстов и дифференцирующие признаки // Вестник Новосибирского государственного университета. Серия: Информационные технологии. – 2015. – Т. 13. – Вып. 2. – С. 55-63.
10. *Saritas O.* Systemic foresight methodology / In D. Meissner, L. Gokhberg, & A. Sokolov (Eds.) // Foresight and science, technology and innovation policies: Best practices. – Berlin: Springer, 2013. – P. 83-117.
11. *Белевцев А.М., Садреев Ф.Г., Пахомов С.Н.* Организация параллельного мониторинга направлений развития науки, техники и технологий в открытых источниках информации // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 5.
12. *Kim Y., Tian Y., Jeong Y., Jihee R., & Myaeng S.-H.* Automatic discovery of technology trends from patent text // In Proceedings of the 2009 ACM symposium on applied computing. – 2009. – P. 1480-1487.
13. *Saritas O.* Systemic foresight methodology / In D. Meissner, L. Gokhberg, & A. Sokolov (Eds.) // Foresight and science, technology and innovation policies: Best practices. – Berlin: Springer, 2013. – P. 83-117.
14. *Shibata N., Kajikawa Y., & Sakata I.* Detecting potential technological fronts by comparing scientific papers and patents // Foresight. – 2011. – Vol. 13 (5). – P. 51-60.
15. *Medhat W., Hassan A., Korashy H.* Sentiment analysis algorithms and applications: A survey // Ain Shams Engineering Journ. – 2014. – No. 5. – P. 1093-1113.
16. *Fuller C.M., Biro D.P. and Delen D.* An investigation of data and text mining methods for real world deception detection // Expert Systems with Applications. – 2011. – No. 38. – P. 8392-8398.

17. Белевцев А.М., Бальбердин В.А., Белевцев А.А. Об оценке направлений развития информационных технологий для систем сетецентрического управления // Сб. докладов: Материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении» Таганрог «КомТех 2017». – 2017. – С. 8-12.
18. Cobo M.J., Lopez-Herrera A.G., Herrera-Viedma E., Herrera F. An approach for detecting, quantifying, and visualizing the evolution of a research field: A practical application to the Fuzzy Sets Theory field // Journal of Informetrics. – 2011. – Vol. 5. – P. 146-166.
19. Gokhberg L., Fursov K., Miles I., Perani G. Developing and using indicators of emerging and enabling technologies // Handbook of Innovation Indicators and Measurement / Ed. F. Gault. – Cheltenham: Edward Elgar, 2013. – P. 349-380.
20. Palomino M.A., Vincenti A., Owen R. Optimising web-based information retrieval methods for horizon scanning // Foresight. – 2013. – Vol. 15, No. 3. – P. 159-176.

REFERENCES

1. Balyberdin V.A., Belevtsev A.M., Benderskiy G.P. Prikladnye metody otsenki i vybora resheniy v strategicheskikh zadachakh innovatsionnogo menedzhmenta [Applied methods of evaluation and choice of solutions in strategic tasks of innovation management]. M.: ITK «Dashkov i K», 2014. 4th ed., 340 p.
2. Balyberdin V.A., Druzhinin M.A., Panov V.V., Stepanov O.A. Aktual'nye voprosy avtomatizatsii upravleniya voyskami i oruzhiem [Actual issues of automation of control of troops and weapons]. Moscow: FGBU «3 TSNII» Minoborony Rossii, 2017, 144 p.
3. Saati T.L. Prinyatie resheniy. Metod analiza ierarkhiy [Decision-making. Method of hierarchy analysis]. Moscow: Radio i svyaz', 1993.
4. Saati T.L. Prinyatie resheniy pri zavisimostyakh i obratnykh svyazyakh. Analiticheskie seti [Decision-making with dependencies and feedbacks. Analytical networks]. Moscow: LIBROKOM, 2009, 358 p.
5. Belevtsev A.M., Balyberdin V.A., Benderskiy G.P., Belevtsev A.A. Analiz napravleniy razvitiya nano- i IT-tekhnologiy dlya postroeniya spetsializirovannykh setevykh kommunikatsionnykh sistem novogo pokoleniya [Analysis of the directions of development of nano- and IT-technologies for the construction of specialized network communication systems of a new generation], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2015, No. 3 (164), pp. 35-45.
6. Belevtsev A.M., Balyberdin V.A., Belevtsev A.A., Sadreev F.G. O razrabotke intellektual'nykh servisov monitoringa tekhnologicheskikh trendov v informatsionno-analiticheskikh kompleksakh [On the development of intelligent services for monitoring technological trends in information and analytical complexes], *Naukoemkie tekhnologii* [High-tech technologies], 2019, No. 3.
7. Belevtsev A.M., Balyberdin V.A., Belevtsev A.A. Metodika otsenki vremeni i stoimosti realizatsii tekhnologicheskikh trendov v usloviyakh neopredelennosti i ne polnoty informatsii [Methodology for estimating the time and cost of implementing technological trends in conditions of uncertainty and incomplete information], *Naukoemkie tekhnologii* [High-tech technologies], 2019, No. 5.
8. Belevtsev A.M., Balyberdin V.A., Belevtsev A.A., Markelov E.B. Nekotorye tendentsii razvitiya informatsionnykh tekhnologiy dlya sistem setetsentricheskogo upravleniya [Some trends in the development of information technologies for network-centric management systems], *Vooruzhenie i ekonomika* [Armament and economy], 2021.
9. Polyakov I.V., Sokolova T.V., Chepovskiy A.A., Chepovskiy A.M. Problema klassifikatsii tekstov i differentsiruyushchie priznaki [The problem of text classification and differentiating features], *Vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Informatsionnye tekhnologii* [Bulletin of Novosibirsk State University. Series: Information Technology], 2015, Vo. 13, Issue 2, pp. 55-63.
10. Saritas O. Systemic foresight methodology / In D. Meissner, L. Gokhberg, & A. Sokolov (Eds.), *Foresight and science, technology and innovation policies: Best practices*. Berlin: Springer, 2013, pp. 83-117.
11. Belevtsev A.M., Sadreev F.G., Pakhomov S.N. Organizatsiya parallel'nogo monitoringa napravleniy razvitiya nauki, tekhniki i tekhnologiy v otkrytykh istochnikakh informatsii [Organization of parallel monitoring of directions of development of science, technology and technologies in open sources of information], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2013, No. 5.

12. Kim Y., Tian Y., Jeong Y., Jihee R., & Myaeng S.-H. Automatic discovery of technology trends from patent text, In *Proceedings of the 2009 ACM symposium on applied computing*, 2009, pp. 1480-1487.
13. Saritas O. Systemic foresight methodology, In D. Meissner, L. Gokhberg, & A. Sokolov (Eds.), *Foresight and science, technology and innovation policies: Best practices*. Berlin: Springer, 2013, pp. 83-117.
14. Shibata N., Kajikawa Y., & Sakata I. Detecting potential technological fronts by comparing scientific papers and patents, *Foresight*, 2011, Vol. 13 (5), pp. 51-60.
15. Medhat W., Hassan A., Korashy H. Sentiment analysis algorithms and applications: A survey, *Ain Shams Engineering Journ*, 2014, No. 5, pp. 1093-1113.
16. Fuller C.M., Biros D.P. and Delen D. An investigation of data and text mining methods for real world deception detection, *Expert Systems with Applications*, 2011, No. 38, pp. 8392-8398.
17. Belevtsev A.M., Balyberdin V.A., Belevtsev A.A. Ob otsenke napravleniy razvitiya informatsionnykh tekhnologiy dlya sistem setetsentricheskogo upravleniya [On the assessment of the directions of information technology development for network-centric management systems], *Sb. dokladov: Materialy Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem «Komp'yuternye i informatsionnye tekhnologii v nauke, inzhenerii i upravlenii» Taganrog «KomTekh 2017»* [Collection of reports: Materials of the All-Russian Scientific and Technical Conference with international participation "Computer and Information technologies in science, engineering and management" Taganrog "Comtech 2017"], 2017, pp. 8-12.
18. Cobo M.J., Lopez-Herrera A.G., Herrera-Viedma E., Herrera F. An approach for detecting, quantifying, and visualizing the evolution of a research field: A practical application to the Fuzzy Sets Theory field, *Journal of Informetrics*, 2011, Vol. 5, pp. 146-166.
19. Gokhberg L., Fursov K., Miles L., Perani G. Developing and using indicators of emerging and enabling technologies // *Handbook of Innovation Indicators and Measurement*, Ed. F. Gault. Cheltenham: Edward Elgar, 2013, pp. 349-380.
20. Palomino M.A., Vincenti A., Owen R. Optimising web-based information retrieval methods for horizon scanning, *Foresight*, 2013, Vol. 15, No. 3, pp. 159-176.

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

Белевцев Андрей Андреевич – ПАО «Сбербанк»; e-mail: andrey.belevtsev@gmail.com; г. Москва, Россия; старший вице-президент.

Белевцев Андрей Михайлович – Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет); e-mail: ambelevtsev@yandex.ru; г. Москва, Россия; тел.: +79037691788; д.т.н.; профессор.

Балыбердин Валерий Алексеевич – 3 Центральный научно-исследовательский институт МО РФ; e-mail: balyberdinvaleri@yandex.ru; г. Москва, Россия; д.т.н., профессор; заслуженный деятель науки РФ; в.н.с.

Belevtsev Andrey Andrevich – PJSC "Sberbank"; e-mail: andrey.belevtsev@gmail.com; Moscow, Russia; senior vice president.

Belevtsev Andrey Mikhailovich – Moscow Aviation Institute (National Research University); e-mail: ambelevtsev@yandex.ru; Moscow, Russia; phone: +79037691788; dr. of eng. sc.; professor.

Balyberdin Valeriy Alexeevich – 3 Central Research Institute of the Ministry of Defense of the Russian Federation; e-mail: balyberdinvaleri@yandex.ru; Moscow, Russia; dr. of eng. sc.; professor; Honored Scientist of the Russian Federation; leading researcher.

Н.А. Будко**МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ КЛАССИФИКАТОРА ЖЕСТОВ**

Работа посвящена исследованию возможности оптимизации процесса синтеза классификаторов жестов путем выбора наиболее значимых каналов электромиографической (ЭМГ) активности мышц предплечья. Первая часть исследования посвящена разработке и анализу эффективности работы классификаторов жестов с различным числом каналов ЭМГ, ранжированных по значимости на основе критерия Пирсона. Решение задачи классификации жестов по ЭМГ сигналам впервые осуществлено на основе ансамблей деревьев решений, обучаемых по методу градиентного бустинга. Для этого было разработано программное обеспечение, позволяющее производить автоматический синтез и обучение классификаторов жестов. Далее была проведена серия исследований по поиску оптимального числа каналов ЭМГ на основе трех критериев: скорость обучения классификатора, быстроедействие обученной модели и площадь под кривой ошибки ROC AUC. Для этого был произведен цикл обучений и тестирований классификатора для наборов данных, записанных при различных положениях электродов на предплечье. Затем были построены диаграммы размаха исследуемых критериев для различных количеств задействованных в работе каналов ЭМГ от 1 до 8, ранжированных по значимости в каждой из выборок. Установлено, что оптимальное количество задействованных каналов ЭМГ в условиях эксперимента составило 3-6 шт., поскольку дальнейшее увеличение не приводило к уменьшению ошибки классификации, при этом ухудшая быстроедействие. Предложенный метод позволяет автоматически выбрать каналы, электроды которых расположены над наиболее информативными зонами предплечья при случайном изменении положения датчиков. Вторая часть работы содержит результаты проведения натурального эксперимента по демонстрации возможности управления колесным роботом посредством анализа ЭМГ.

ЭМГ; ансамбль деревьев решений; градиентный бустинг.

N.A. Budko**OPTIMIZATION METHOD FOR GESTURE CLASSIFIER**

The work is devoted to the study of the possibility of optimizing the process of synthesis of gesture classifiers by selecting the most significant channels of electromyographic (EMG) activity of the muscles of the forearm. The first part of the study is devoted to the development and analysis of the performance of gesture classifiers with a different number of EMG channels, ranked by significance based on the Pearson criterion. The solution of the problem of classification of gestures by EMG signals was first implemented on the basis of ensembles of decision trees trained by the gradient boosting method. For this, software was developed that allows automatic synthesis and training of gesture classifiers. Next, a series of studies was carried out to find the optimal number of EMG channels based on three criteria: the classifier learning rate, the performance of the trained model, and the area under the ROC AUC error curve. To do this, a cycle of training and testing of the classifier was carried out for data sets recorded at different positions of the electrodes on the forearm. Then, range diagrams of the studied criteria were constructed for various numbers of EMG channels involved in the work from 1 to 8, ranked by significance in each of the samples. It was found that the optimal number of EMG channels involved under the experimental conditions was 3-6, since a further increase did not lead to a decrease in the classification error, while significantly degrading the performance. The proposed method allows you to automatically select the channels, the electrodes of which are located above the most informative areas of the forearm in case of an accidental change in the position of the sensors. The second part of the work contains the results of a full-scale experiment to demonstrate the possibility of controlling a wheeled robot through EMG analysis.

EMG; decision tree ensemble; gradient boosting.

Введение. Электромиография (ЭМГ) относится к способам измерения электрической активности скелетных мышц и часто применяется в последнее время при разработке протезов с электромиографическим управлением [1, 2]. Кроме того, устройства на базе ЭМГ могут применяться для управления роботизированным инвалидным креслом, манипуляторов-ассистентов, экзоскелетов и других современных средств замещения утраченных функций и клинической терапии [3–8]. Поэтому тема исследования является актуальной.

Работа посвящена анализу ЭМГ сигналов мышц предплечья. В руке человека находится более 30 мышц [9], при этом многие движения руки используют мышцы предплечья, связанные с тонкими сухожилиями. Анатомические особенности мышц предплечья показаны на рис. 1 [9].

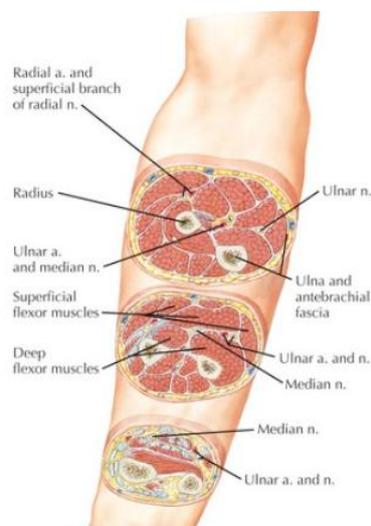


Рис. 1. Анатомические особенности мышц предплечья [9]

Расположение и число датчиков ЭМГ влияет на то, с каких мышц будет сниматься сигнал в большей или меньшей степени, и сама по себе задача выбора их необходимого числа и положения является актуальной. Кроме того, одной из главных проблем машинного обучения является нестационарность сигналов ЭМГ и изменение положения электродов относительно кожи в процессе эксплуатации, поскольку надежность – это ключевая характеристика любого клинического решения.

Целью данного исследования является анализ данных ЭМГ предплечья на предмет значимости каналов для распознавания движений кисти и оценка возможности оптимизации процесса распознавания жестов по критериям точности и быстродействия. Дополнительной задачей исследования является оценка возможности построения эффективных классификаторов жестов на основе ансамблей деревьев решений, обученных по методу градиентного бустинга.

Для регистрации сигналов ЭМГ использовался браслет Muo от фирмы Thalmic Labs. Датчики браслета Muo используют электроды на коже и операционный усилитель для измерения и усиления разности потенциалов между электродами. Muo – это 8-канальный браслет, способный записывать данные ЭМГ с частотой 200 Гц [10–12]. Необработанный сигнал оцифровывается с помощью 8-битного аналого-цифрового преобразователя, дающего измерения в диапазоне от -128 до 127 единиц. Внешний вид браслета показан на рис. 2.



Рис. 2. Внешний вид браслета Muo от фирмы Thalmic Labs

Браслет Muo помещается над мышцами предплечья, так как большинство мышц, контролирующую кисть находятся внутри предплечья. Мышцы предплечий слоистые, что означает, что показания некоторых мышц будут ослаблены другими мышцами, а кроме того присутствует эффект наложения сигналов от разных мышц.

Аналитический обзор. Для построения систем миоэлектрического управления могут быть использованы различные методы. Метод обычного двухпозиционного контроля (ЭМГ-управление в бинарном режиме) подходит для устройств замещения функций с максимум двумя степенями свободы [13]. В схеме пропорционального управления (пропорциональный миоэлектрический контроль) напряжение, подаваемое на двигатель вспомогательного устройства, пропорционально уровню сокращения/интенсивности сигналов ЭМГ [14]. Для классификации жестов по ЭМГ также может быть использован алгоритм k ближайших соседей [15].

Текущий уровень техники и исследований в данный момент в основном представлен системами на основе различных методов машинного обучения. Так, разными авторами были предложены некоторые методы искусственного интеллекта (ИИ), основанные на нейронных сетях, для обработки и распознавания сигнала ЭМГ [16]. Одной из основных проблем, связанных с проектированием интерфейсов ЭМГ, является поддержание высокой точности классификации при длительном использовании. В реальном использовании, сокращения мышц, то есть классы, связанные с управляющими командами, выполняются в различных условиях, которые могут приводить к различиям в свойствах сигналов, что делает их нераспознаваемыми для классификатора. Поэтому актуальной остается и задача поиска новых надежных методов классификации.

Методология. В процессе исследования, в целях определения оптимального числа каналов, позволяющего производить распознавание без потери точности, производилась запись сигналов 8-каналов при выполнении 6 жестов: «кисть вверх», «кисть вниз», «кисть влево», «кисть вправо», «кулак» и «расслабление». Выбор данных жестов обусловлен тем, что мышцы, отвечающие за движение пальцев, располагаются дальше от кожи поверхности предплечья, чем мышцы, ответственные за движение кисти [9]. Это приводит к тому, что сигналы ЭМГ, отвечающие за движение пальцев, имеют меньшую амплитуду и большее количество шума, чем сигналы, ответственные за движение кисти, из-за ослабления сигналов. Поэтому, для устранения неоднозначности движений, зачастую рекомендуется использовать движения кисти [17]. Длительность записи сигнала для каждого жеста составляла 10 секунд.

Для нивелирования фактора положения датчиков ЭМГ относительно мышц предплечья, обусловленного анатомическими особенностями человека (см. рис. 1 и рис. 3,а, произведено 13 сборов данных для различных положений браслета. Каждое положение браслета получено путем смещения от предыдущего значения на ширину электрода по часовой стрелке, как это показано на рис. 3,б [18].

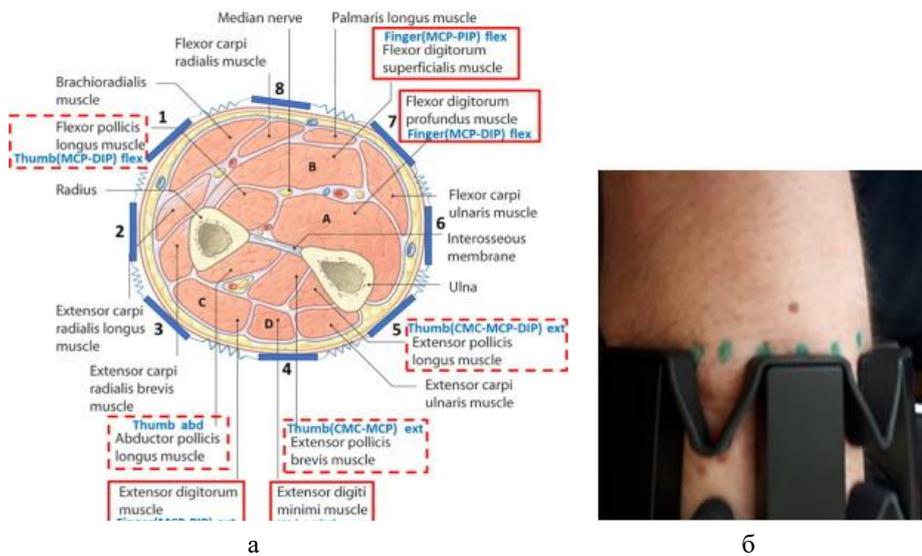


Рис. 3. Расположение датчиков относительно мышц предплечья – а [18], изменение положения датчиков в ходе сбора данных ЭМГ – б

Для сбора данных использовалась библиотека Python для браслета Muo Thalmic Lab с открытым исходным кодом «PyoMuo» – это библиотека, включающая в себя драйвер, который реализует протокол Bluetooth через виртуальный последовательный порт.

После сбора данных была произведена постобработка, состоящая из следующих этапов:

- ◆ разбиение на обучающую и тестовую выборку в соотношении 70% к 30%;
- ◆ расчет таблицы корреляции каналов между собой и каналов с жестами для каждой из 13 выборок данных (для каждого положения браслета на руке);
- ◆ ранжирование каналов по уровню значимости внутри выборки по критерию Пирсона;
- ◆ многократное (по 33 раза для набора статистики) обучение классификатора с различным числом каналов: от 4 до наиболее значимых до всех 8 каналов;
- ◆ расчет метрик качества работы классификатора (по точности и скорости).
- ◆ построение и анализ диаграмм размаха полученных метрик качества работы классификатора.

Расчет значимости данных корреляций между признаками произведён по критерию Пирсона, формула для расчёта коэффициентов корреляции Пирсона для двух числовых рядов X и Y (1):

$$r_{xy} = \frac{\sum(d_x \times d_y)}{\sqrt{(\sum d_x^2 \times \sum d_y^2)}} \quad (1)$$

где $d_x = X - M_x$ и $d_y = Y - M_y$ – величины отклонения от среднего арифметического для рядов X и Y, вычисляемые по формулам (2):

$$\begin{aligned} M_x &= \sum(X)/n \\ M_y &= \sum(Y)/n. \end{aligned} \quad (2)$$

Примеры рассчитанных таблиц корреляции каналов между собой и каналов с жестами показаны на рис. 4.

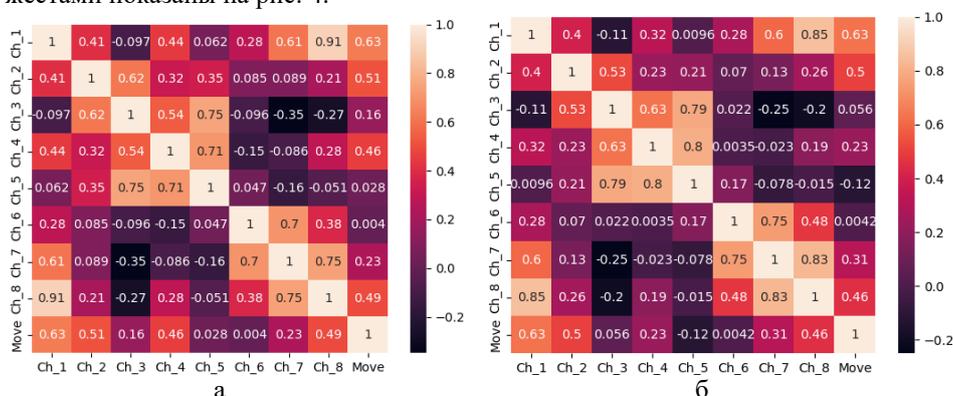


Рис. 4. Примеры таблиц корреляции каналов между собой и каналов с жестами: а – для обучающей выборки, б – для тестовой выборки

Для оценки силы корреляционной связи использовались общепринятые критерии, согласно которым абсолютные значения $r_{xy} < 0.3$ свидетельствуют о слабой связи, значения r_{xy} от 0.3 до 0.5 – об умеренной связи, значения r_{xy} от 0.5 до 0.7 – о заметной связи, значения r_{xy} от 0.7 до 0.9 – о высокой связи, значения r_{xy} более 0.9 – о весьма высокой. Ранжирование каналов по значимости выполнялось по рассчитанным значениям критерия Пирсона корреляции каналов с жестами.

Для классификации жестов использовался ансамбль деревьев решений, обученный по методу градиентного бустинга. В частности, использована библиотека машинного обучения Catboost от компании ООО «Yandex». Градиентный бустинг – это метод машинного обучения, используемый для задач регрессии и классификации, который создает модель прогнозирования в виде ансамбля слабых моделей. Он строит модель поэтапно, когда каждый следующий алгоритм стремится компенсировать недостатки композиции всех предыдущих алгоритмов, таким образом каждая последующая модель сводит ошибку предыдущей к минимуму. Выбор метода обусловлен тем, что он показывает высшие результаты в соревнованиях по машинному обучению, являясь при этом универсальным инструментом, применимым к широчайшему классу задач. Например, он нашел применение для улучшения результатов поиска и расчета прогноза погоды. Кроме того, CatBoost применяется и в рамках сотрудничества с Европейской организацией по ядерным исследованиям. В Большом адронном коллайдере (БАК) работает детектор LHCb, используемый для исследования асимметрии материи и антиматерии во взаимодействиях тяжёлых прелестных кварков. Наиболее сложной задачей при этом является объединение информации с различных частей детектора в максимально точное, агрегированное знание о частице. Результаты CatBoost оказались лучше результатов, получаемых с использованием других методов [19, 20].

В качестве входных данных для классификатора использовались наборы из уровней сигналов ЭМГ в количестве от 1 до 8 каналов, снятых с мышц предплечья с частотой дискретизации 200 Гц.

Результаты исследования. Диаграммы размаха оцениваемых параметров качества работы обученных моделей с глубиной дерева равной 1, количеством итераций 100, и скоростью обучения 0,5 показаны на рис. 5-7.

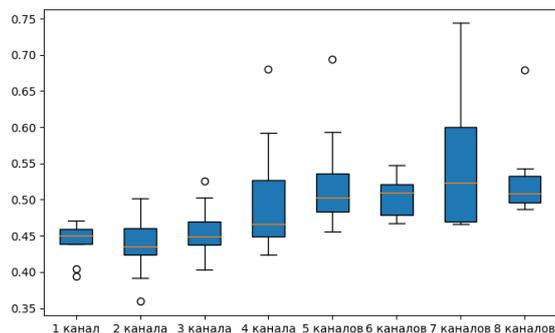


Рис. 5. Время обучения модели для числа каналов от 1 до 8 шт.

Из рис. 5 видно, что в зависимости от количества каналов, время обучения модели изменяется незначительно, имея тренд к возрастанию с ростом числа каналов. Это связано с нарастающей сложностью модели при увеличении числа входов и соответствующим увеличением числа параметров, подлежащих настройке.

Диаграммы размаха времени обработки классификатором тестовой выборки для уже обученных моделей показаны на рис. 6.

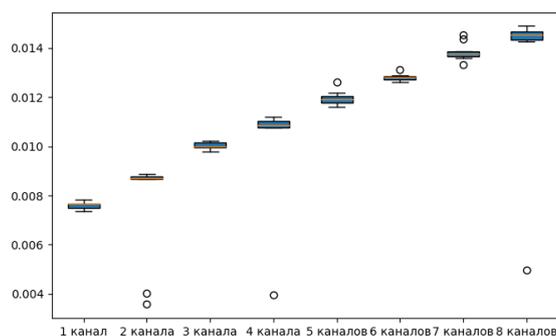


Рис. 6. Длительность обработки классификатором тестовой выборки

Из рис. 6 видно, что средняя длительность обработки сигнала единичного жеста (по средней длительности обработки всей тестовой выборки) обученной моделью нарастает практически линейно с увеличением числа каналов. Следовательно, выводы, озвученные для данных рис. 5 справедливы и для данных рис. 6. В частности, среднее время обработки для числа каналов 1 и 8 шт. отличается на 46 %, для числа каналов 4 и 8 шт. отличается на 23%.

Наибольший интерес представляет многокритериальный анализ данных по времени обучения и производительности в совокупности с точностью работы классификатора. В качестве меры качества работы обученной модели по точности выбрана метрика площади под кривой ошибок ROC AUC (ROC - receiver operating characteristic, AUC - area under the curve) для работы классификатора на тестовой выборке. Диаграммы размаха метрики ROC AUC показаны на рис. 7.

Анализ данных рис. 7 показывает, что оптимальным числом каналов является 3-6 шт., поскольку дальнейшее увеличение не приводит к уменьшению ошибки классификации, при этом существенно ухудшая быстродействие.

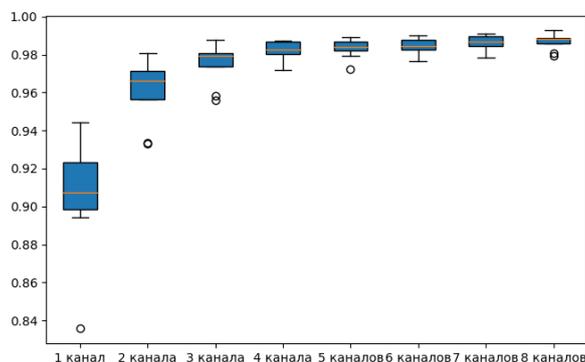


Рис. 7. Диаграммы размаха площади под кривой ошибок ROC AUC для работы обученных моделей на тестовых выборках

Результаты натурального эксперимента по демонстрации возможности управления колесным роботом. Для демонстрации возможности управления колесным роботом посредством разработанной системы сбора и анализа данных ЭМГ проведен натуральный эксперимент.

Алгоритм управления роботом показан на рис. 8.



Рис. 8. Блок-схема алгоритма управления роботом

Как видно из рисунка 8, разработанный алгоритм построен на основе предложенного метода синтеза классификаторов жестов. В начале работы выполняется запись обучающей выборки, затем осуществляется расчёт коэффициентов корреляции по каналам. Далее по рассчитанным коэффициентам корреляции происходит выбор каналов по уровню. Затем выполняется обучение классификатора жестов и управление роботом.

Для эксперимента использовался колесный робот TurtleBot робот первого поколения, спроектированный организацией Willow Garage. На рис. 9 представлена его общая структурная схема.



Рис. 9. Структурная схема робота TurtleBot

Робот состоит из следующих компонентов: мобильная платформа Kobuki, обладающая шасси, контроллером, рядом встроенных сенсоров (датчик касания, датчик отрыва колеса от земли), а также несколькими интерфейсами и портами для питания дополнительных электронных устройств; сенсор Kinect; ноутбук с операционной системой на ядре Linux (Ubuntu); каркас, на котором располагается ноутбук и монтируется Kinect. Задача локализации робота в пространстве для оценки качества управления решена с помощью оптического метода на основе ArUco markers. На рис. 10,а изображены робот TurtleBot 1 и маркеры для локализации ArUco. На рис. 10,б желаемая траектория движения робота и маркеры для локализации ArUco.

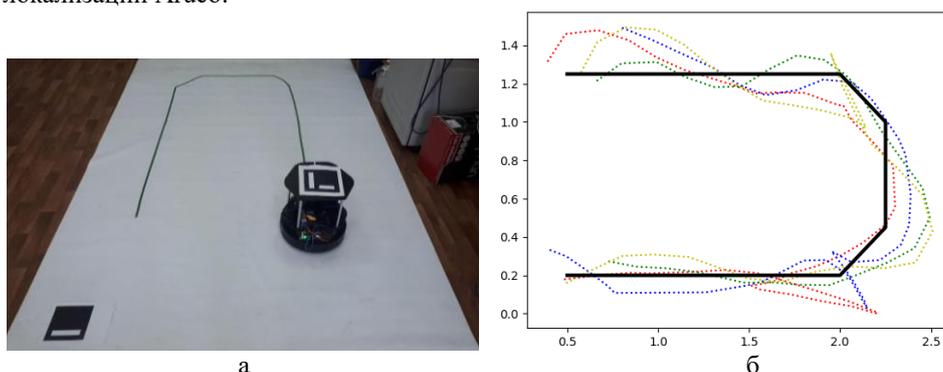


Рис. 10. Робот TurtleBot с установленным маркером ArUco, маркер ArUco начала координат в левом нижнем углу, желаемая траектория – а, результаты 4 заездов – б

Робот был настроен следующим образом. При распознавании жеста «кисть вверх» робот ехал вперед. При распознавании жеста «кисть вниз» робот ехал назад. При распознавании жеста «кисть влево» робот ехал влево по дуге радиусом 20 см. При распознавании жеста «кисть вправо» робот ехал вправо по дуге радиу-

сом 20 см. При распознавании жеста «расслабление» робот прекращал движение. При распознавании жеста «кулак» робот входил и выходил из ждущего режима. Как видно из рисунка 10 (б), средняя ошибка отклонения координат робота от желаемой траектории составила 0,132 м, а максимальная 0,24 м. Стоит отметить, что хуже всего распознавался жест влево, что в данном конкретном случае было связано с неопытностью оператора, в результате которой была записана не очень качественная обучающая выборка.

Заключение. В результате исследования разработан метод синтеза классификаторов жестов, оптимальных по точности и быстродействию, отличающийся выбором наиболее информативных каналов ЭМГ по критерию Пирсона и использованием ансамбля деревьев решений, обученного методом градиентного бустинга. Установлено, что использование 8 равномерно распределенных по окружности предплечья датчиков ЭМГ избыточно, однако позволяет при любом случайном положении электродов выбрать порядка 3-6 значимых каналов, использование которых обеспечивает высокую надежность классификации. При этом, среднее время обработки для числа каналов 1 и 8 шт. отличается на 46%, а для числа каналов 4 и 8 шт. отличается на 23%. Отличительной особенностью данного исследования является также то, что разработанный метод позволяет производить надежную классификацию с частотой порядка 200 Гц, при том что методы на основе искусственных нейронных сетей и к-ближайших соседей требуют для надежной работы усреднения выборки данных по каждому из каналов за период времени 250 мс (4 Гц). Таким образом удалось повысить быстродействие системы в 50 раз без существенного снижения точности. Тем не менее, при проведении натурального эксперимента по управлению колесным роботом, было установлено, что использование медианной фильтрации по 5 предсказаниям классификатора существенно улучшает качество управления, поэтому реальная частота выдачи управляющих воздействий составляет порядка 40 Гц, эта цифра все еще в 10 раз превышает достижимые ранее результаты скорости классификации жестов по данным ЭМГ.

Стоит отметить, что полученные результаты исследования могут быть связаны с использованным методом построения классификатора на основе ансамбля деревьев решений и не распространяться на некоторые другие типы классификаторов, например, построенных на базе искусственных нейронных сетей. Данный вопрос может являться предметом дальнейших исследований.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Персон Р.С. Электромиография в исследованиях человека. – М.: Наука, 1969. – 231 с.
2. Jamal M.Z. Signal Acquisition Using Surface EMG and Circuit Design Considerations for Robotic Prosthesis. Ed. Rijeka: IntechOpen, 2012.
3. Budko N., Medvedev M., Budko A., Budko R. Investigation of the Possibility of Vector-Command Control Based on Forearm EMG / In: Ronzhin A., Shishlakov V. (eds) // Electromechanics and Robotics. Smart Innovation, Systems and Technologies. – Vol. 232. – Springer, Singapore. – https://doi.org/10.1007/978-981-16-2814-6_21.
4. Будко Н.А., Будко Р.Ю., Будко А.Ю. Применение искусственных нейронных сетей в интерфейсах человек – машина // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. – 2019. – Т. 7, № 1. – <http://moit.vivt.ru/>.
5. Будко Р.Ю., Чернов Н.Н., Будко Н.А., Будко А.Ю. Распознавание электромиограммы предплечья и выбор жестов для управления протезом // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. – 2019. – Т. 7, № 1. – <http://moit.vivt.ru/>.
6. Будко Р.Ю., Чернов Н.Н., Будко Н.А. Исследование методов классификации ЭМГ в задаче управления жестами руки // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. – 2019. – DOI: 10.17586/0021-3454-2019-62-12-1098-1104.

7. Будко Р.Ю., Чернов Н.Н., Будко Н.А. Метод управления устройствами замещения утраченных функций на основе миоэлектрического сигнала и его верификация в реальном масштабе времени // Вестник молодёжной науки России. – 2019. – Вып. № 6.
8. Будко Н.А., Медведев М.Ю., Будко А.Ю. Разработка и исследование метода векторного анализа ЭМГ предплечья для построения человеко-машинных интерфейсов // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 2 (219). – С. 18-31.
9. De Luca C.J.. Surface electromyography: Detection and recording // DelSys Incorporated. – 2002. – Vol. 10, No. 2. – P. 1-10.
10. Muhammad, Uzair & Sipra, Khadija & Waqas, Muhammad & Tu, Shanshan. Applications of Myo Armband using EMG and IMU Signals. – 2020. – 10.1109/ICMRA51221.2020.9398375.
11. Rawat S., Vats S. and Kumar P. Evaluating and exploring the MYO ARMBAND // 2016 International Conference System Modeling & Advancement in Research Trends (SMART). – 2016. – P. 115-120. – DOI: 10.1109/SYSMART.2016.7894501.
12. Tabor Aaron & Bateman Scott & Scheme Erik. Game-Based Myoelectric Training. – 2016. – P. 299-306. – 10.1145/2968120.2987731.
13. Вренденбрегт Дж., Рау Г. Хоуш. Поверхностная электромиография в отношении силы, длины мышц и выносливости // Новые разработки в области электромиографии и клинической нейрофизиологии. – 1973. – С. 607-622.
14. Ferris D.P., Lewis C.L. Robotic lower limb exoskeletons using proportional myoelectric control // Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, EMBC, Minneapolis, MN, USA, September 3–6, 2009. – P. 2119-124. – <http://dx.doi.org/10.1109/IEMBS.2009.5333984>.
15. Christopher S, MdRasedul I, M Assad-Uz Z, Mohammad H R. A Comprehensive Study on EMG Feature Extraction and Classifiers // Op Acc J Bio Eng & App. – 2018. – No. 1 (1).
16. Бонилья В.Ф. [и др.]. Идентификация кинематических параметров движения предплечья с помощью технологий искусственных нейронных сетей // Вестник Донского государственного технического университета. – 2015. – Т. 15, № 1 (80). – С. 39-47.
17. Chowdhury R.H., Reaz M.B.I., Ali M.A.B.M., Bakar A.A.A., Chellappan K., Chang T.G. Surface electromyography signal processing and classification techniques // Sensors. – Sep. 2013. – Vol. 13, No. 9. – P. 12431-12466.
18. Pallotti A., Orenzo G., and Saggio G. Measurements comparison of finger joint angles in hand postures between an sEMG armband and a sensory glove // Biocybernetics and Biomedical Engineering. – Apr. 2021. – Vol. 41, No. 2. – P. 605-616.
19. Anna Veronika Dorogush, Andrey Gulin, Gleb Gusev, Nikita Kazeev, Liudmila Ostroumova Prokhorenkova, Aleksandr Vorobev. Fighting biases with dynamic boosting // archive:1706.09516, 2017.
20. Anna Veronika Dorogush, Vasily Ershov, Andrey Gulin. CatBoost: gradient boosting with categorical features support // Workshop on ML Systems at NIPS, 2017.

REFERENCES

1. Person R.S. Elektromiografiya v issledovaniyakh cheloveka [Electromyography in human research]. Moscow: Nauka, 1969, 231 p.
2. Jamal M.Z. Signal Acquisition Using Surface EMG and Circuit Design Considerations for Robotic Prosthesis. Ed. Rijeka: IntechOpen, 2012.
3. Budko N., Medvedev M., Budko A., Budko R. Investigation of the Possibility of Vector-Command Control Based on Forearm EMG, In: Ronzhin A., Shishlakov V. (eds), *Electromechanics and Robotics. Smart Innovation, Systems and Technologies*, Vol. 232. Springer, Singapore. Available at: https://doi.org/10.1007/978-981-16-2814-6_21.
4. Budko N.A., Budko R.Yu., Budko A.Yu. Primenenie iskusstvennykh neyronnykh setey v interfeysakh chelovek – mashina [The use of artificial neural networks in human-machine interfaces], *Modelirovanie, optimizatsiya i informatsionnye tekhnologii* [Modeling, optimization and information technology], 2019, Vol. 7, No. 1. Available at: <http://moit.vivt.ru/>.
5. Budko R.Yu., Chernov N.N., Budko N.A., Budko A.Yu. Raspoznavanie elektromiogrammy predplech'ya i vybor zhestov dlya upravleniya protezom [Recognition of the electromyogram of the forearm and the choice of gestures to control the prosthesis], *Modelirovanie, optimizatsiya i informatsionnye tekhnologii* [Modeling, optimization and information technology], 2019, Vol. 7, No. 1. Available at: <http://moit.vivt.ru/>.

6. *Budko R.Yu., Chernov N.N., Budko N.A.* Issledovanie metodov klassifikatsii EMG v zadache upravleniya zhestami ruki, *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Priborostroenie*, 2019. DOI: 10.17586/0021-3454-2019-62-12-1098-1104.
7. *Budko R.Yu., Chernov N.N., Budko N.A.* Metod upravleniya ustroystvami zameshcheniya utrachennykh funktsiy na osnove miosiganala i ego verifikatsiya v real'nom masshtabe vremeni, *Vestnik molodezhnoy nauki Rossii*, 2019, Issue No. 6.
8. *Budko N.A., Medvedev M.Yu., Budko A.Yu.* Razrabotka i issledovanie metoda vektornogo analiza EMG predplech'ya dlya postroeniya cheloveko-mashinnykh interfeysov [Development and research of the method of vector analysis of the forearm EMG for the construction of human-machine interfaces], *Izvestiya YUFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2021, No. 2 (219), pp. 18-31.
9. *De Luca C.J.* Surface electromyography: Detection and recording, *DelSys Incorporated*, 2002, Vol. 10, No. 2, pp. 1-10.
10. *Muhammad, Uzair & Sipra, Khadija & Waqas, Muhammad & Tu, Shanshan.* Applications of Myo Armband using EMG and IMU Signals, 2020. 10.1109/ICMRA51221.2020.9398375.
11. *Rawat S., Vats S. and Kumar P.* Evaluating and exploring the MYO ARMBAND, *2016 International Conference System Modeling & Advancement in Research Trends (SMART)*, 2016, pp. 115-120. DOI: 10.1109/SYSMART.2016.7894501.
12. *Tabor Aaron & Bateman Scott & Scheme Erik.* Game-Based Myoelectric Training, 2016, pp. 299-306. 10.1145/2968120.2987731.
13. *Vrendenbregt Dzh., Rau G. Khoush.* Poverkhnostnaya elektromiografiya v otnoshenii sily, dliny myshts i vynoslivosti [Surface electromyography in application to muscles, muscles and endurance], *Novye razrabotki v oblasti elektromiografii i klinicheskoy neyrofiziologii* [New developments in the field of electromyography and clinical neurophysiology], 1973, pp. 607-622.
14. *Ferris D.P., Lewis C.L.* Robotic lower limb exoskeletons using proportional myoelectric control, *Annual International Conference of the IEEE Engineer-ing in Medicine and Biology Society, EMBC, Minneapolis, MN, USA, September 3-6, 2009*, pp. 2119-124. Available at: <http://dx.doi.org/10.1109/IEMBS.2009.5333984>.
15. *Christopher S., MdRasedul I, M Assad-Uz Z, Mohammad H R.* A Comprehensive Study on EMG Feature Extraction and Classifiers, *Op Acc J Bio Eng & App.*, 2018, No. 1 (1).
16. *Bonil'ya V.F. [i dr.].* Identifikatsiya kinematicheskikh parametrov dvizheniya predplech'ya s pomoshch'yu tekhnologiy iskusstvennykh neyronnykh setey [Identification of the kinematic parameters of the movement of the forearm using technologies of artificial neural networks], *Vestnik Donskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta* [Bulletin of the Don State Technical University], 2015, Vol. 15, No. 1 (80), pp. 39-47.
17. *Chowdhury R.H., Reaz M.B.I., Ali M.A.B.M., Bakar A.A.A., Chellappan K., Chang T.G.* Surface electromyography signal processing and classification techniques, *Sensors*, Sep. 2013, Vol. 13, No. 9, pp. 12431-12466.
18. *Pallotti A., Orengo G., and Saggio G.* Measurements comparison of finger joint angles in hand postures between an sEMG armband and a sensory glove, *Biocybernetics and Biomedical Engineering*, Apr. 2021, Vol. 41, No. 2, pp. 605-616.
19. *Anna Veronika Dorogush, Andrey Gulin, Gleb Gusev, Nikita Kazeev, Liudmila Ostroumova Prokhorenkova, Aleksandr Vorobev.* Fighting biases with dynamic boosting, *archive:1706.09516*, 2017.
20. *Anna Veronika Dorogush, Vasily Ershov, Andrey Gulin.* CatBoost: gradient boosting with categorical features support, *Workshop on ML Systems at NIPS*, 2017.

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

Будко Наталья Александровна – Южный федеральный университет; e-mail: natalia.tb13@mail.ru; г. Твгврог, Россия; тел.: +79185670210; инженер НИИ РИПУ ЮФУ; аспирант кафедры ЭИМ.

Budko Natalia Aleksandrovna – Southern Federal University; e-mail: natalia.tb13@mail.ru; Taganrog, Russia; phone: +7918)5670210; engineer of RDIRCS SFU; graduate student.

И.Л. Щербов

**ИССЛЕДОВАНИЕ ОБЛАСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ БАЗИСНОЙ
ФУНКЦИИ ДВУХ АРГУМЕНТОВ ПРИ ПОСТРОЕНИИ
Λ-ОРТОГОНАЛЬНОЙ БАЗИСНОЙ ФУНКЦИИ**

Цель исследований – определение области задания аргумента τ и интервалов его дискретизации $\Delta\tau_x, \Delta\tau_y, \Delta\tau_z$ при построении алгоритма адаптивного нелинейного оптимального сглаживания многопараметрических данных траекторных измерений, позволяющего совместно реализовать пространственную и временную избыточность получаемых данных. Исследования проводились путем построения Λ -ортогональной базисной функции с целью получения независимых оценок коэффициентов сглаживающего полинома. Показано, что решение задачи по определению максимально правдоподобной оценки вектора коэффициентов сглаживающего полинома целесообразно осуществлять методом последовательных приближений. При построении Λ -ортогональной базисной функции максимально правдоподобная оценка вектора коэффициентов сглаживающего полинома достигается в 2-3 итерации. Из результатов исследований, приведенных в работе, следует, что показатель точности Q_m как функция двух аргументов (τ_0 – наименьшее значение аргумента и $\Delta\tau$ – интервал дискретизации аргумента τ) в широком диапазоне значений этих аргументов изменяется слабо, но резко увеличивается при $\Delta\tau \ll \tau_0$. При этом величины значений аргументов не должны превосходить соответственно максимально и минимально возможных чисел, которые можно без потери точности записать в разрядную сетку применяемой ЭВМ. При равномерном шаге дискретизации аргумента τ , аргумент τ_0 целесообразно выбирать в средней части интервала, где q_{\min} и q_{\max} соответственно минимальные и максимальные числа, которые без потери точности можно записать в разрядную сетку ЭВМ. Приближение к краям интервала может при неблагоприятных условиях привести к возрастанию ошибок вычислений при определении вторичных параметров положения летательного аппарата из-за того, что основная матрица системы уравнений становится плохо обусловленной.

Линейно независимая базисная функция двух аргументов; Λ -ортогональная базисная функция; область определения параметров; показатель точности.

I.L. Shcherbov

**STUDY OF THE AREA OF DETERMINATION OF PARAMETERS
OF THE BASIS FUNCTION OF TWO ARGUMENTS IN CONSTRUCTING
THE Λ -ORTHOGONAL BASIS FUNCTION**

The purpose of the research is to determine the area of setting the argument τ and its discretization intervals $\Delta\tau_x, \Delta\tau_y, \Delta\tau_z$ when constructing an algorithm for adaptive nonlinear optimal smoothing of multi-parameter data of trajectory measurements, which makes it possible to jointly implement the spatial and temporal redundancy of the data obtained. The research was carried out by constructing a Λ -orthogonal basis function in order to obtain independent estimates for the coefficients of the smoothing polynomial. It is shown that it is advisable to solve the problem of determining the maximum likelihood estimate of the coefficient vector of the smoothing polynomial by the method of successive approximations. When constructing a Λ -orthogonal basis function, the maximum likelihood estimate of the coefficient vector of the smoothing polynomial is achieved in 2-3 iterations. It follows from the research results presented in the paper that the accuracy index Q_m as a function of two arguments (τ_0 is the smallest value of the argument and $\Delta\tau$ is the discretization interval of the argument τ) in a wide range of values of these arguments changes slightly, but increases sharply at $\Delta\tau \ll \tau_0$. In this case, the values of these arguments should not exceed, respectively, the maximum and minimum possible numbers that can be written without loss of accuracy in the re grid of the computer used. With a uniform discretization step of the argument

τ it is advisable to choose the argument τ_0 in the middle part of the interval, where q_{min} and q_{max} respectively, are the minimum and maximum numbers that can be written into the bit grid of a computer without loss of accuracy. In case of adverse conditions Approaching the edges of the interval can lead to an increase in calculation errors in determining the secondary parameters of the position of the aircraft due to the fact that the main matrix of the system of equations becomes ill-conditioned.

Linearly independent basis function of two arguments; A-orthogonal basis function; area of determination of parameters; accuracy index.

Введение. Измерения, проводимые в процессе лётных испытаний, предназначены для определения и анализа реального положения летательных аппаратов. По результатам измерений и последующей их обработки должно быть принято решение о степени соответствия реальных характеристик летательных аппаратов, заданным на них требованиям.

Как правило, оценка лётных характеристик летательных аппаратов осуществляется не только по результатам лётных испытаний, но и по результатам математического моделирования различных этапов и траекторий полета, когда речь идет о возможностях летательных аппаратов, проверка которых в процессе лётных испытаний может быть связана с риском потери летательного аппарата.

Основная часть. В статьях [1, 2] приводятся результаты исследования линейно-независимой базисной функции (ЛНБФ) двух аргументов:

$$\varphi(t, \tau) = \begin{vmatrix} \varphi_{00}(t, \tau_x)\varphi_{01}(t, \tau_x)\varphi_{02}(t, \tau_x)\dots\varphi_{m0}(t, \tau_x)\varphi_{m1}(t, \tau_x)\varphi_{m2}(t, \tau_x) \\ \varphi_{00}(t, \tau_y)\varphi_{01}(t, \tau_y)\varphi_{02}(t, \tau_y)\dots\varphi_{m0}(t, \tau_y)\varphi_{m1}(t, \tau_y)\varphi_{m2}(t, \tau_y) \\ \varphi_{00}(t, \tau_z)\varphi_{01}(t, \tau_z)\varphi_{02}(t, \tau_z)\dots\varphi_{m0}(t, \tau_z)\varphi_{m1}(t, \tau_z)\varphi_{m2}(t, \tau_z) \end{vmatrix}, \quad (1)$$

где

$$\varphi(t, \tau) = (t-t_0)^0 \tau_l^0 (t-t_0)^0 \tau_l^1 (t-t_0)^0 \tau_l^2 \dots (t-t_0)^m \tau_l^0 (t-t_0)^m \tau_l^1 (t-t_0)^m \tau_l^2;$$

τ_x, τ_y, τ_z – независимая переменная по координатам X, Y, Z.

С учетом (1) описание вектор-функции $r(t)$ с помощью полинома, определяющего положение ЛА и его координатных составляющих, имеет вид:

$$r(t, \tau, A) = \varphi(t, \tau)A = \begin{vmatrix} \varphi_{00}(t, \tau_x)\varphi_{01}(t, \tau_x)\varphi_{02}(t, \tau_x)\dots\varphi_{m0}(t, \tau_x)\varphi_{m1}(t, \tau_x)\varphi_{m2}(t, \tau_x) \\ \varphi_{00}(t, \tau_y)\varphi_{01}(t, \tau_y)\varphi_{02}(t, \tau_y)\dots\varphi_{m0}(t, \tau_y)\varphi_{m1}(t, \tau_y)\varphi_{m2}(t, \tau_y) \\ \varphi_{00}(t, \tau_z)\varphi_{01}(t, \tau_z)\varphi_{02}(t, \tau_z)\dots\varphi_{m0}(t, \tau_z)\varphi_{m1}(t, \tau_z)\varphi_{m2}(t, \tau_z) \end{vmatrix} \cdot |A| =$$

$$= \begin{vmatrix} \sum_{k=0}^{m_x} \sum_{l=0}^2 a_{kl} \varphi_{kl}(t, \tau_x) \\ \sum_{k=0}^{m_y} \sum_{l=0}^2 a_{kl} \varphi_{kl}(t, \tau_y) \\ \sum_{k=0}^{m_z} \sum_{l=0}^2 a_{kl} \varphi_{kl}(t, \tau_z) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \varphi(t, \tau_x)A \\ \varphi(t, \tau_y)A \\ \varphi(t, \tau_z)A \end{vmatrix}, \quad (2)$$

где $A^T = \|a_{00} a_{01} a_{02} \dots a_{k0} a_{k1} a_{k2} \dots a_{m0} a_{m1} a_{m2}\|$,

a_{kl} – коэффициенты сглаживающего полинома;

$l = 0, 1, 2$;

m – степень сглаживающего полинома.

В представлении (2) координатные составляющие $x(t, \tau_x, A)$, $y(t, \tau_y, A)$, $z(t, \tau_z, A)$ будут формироваться с учетом всех составляющих вектора A .

Случайный характер траектории летательного аппарата вносит особенности по оптимальной оценке вектора A – коэффициентов сглаживающего полинома. При этом оптимальная оценка составляющих вектора коэффициентов сглаживающего полинома увязана с определением их состава.

Для этого необходимо получить статистически независимые оценки коэффициентов сглаживающего полинома. Так как случайный характер траекторий летательного аппарата трудно совместим с их высокой априорной определенностью, то прикладные методы информационной обработки данных траекторных измерений необходимо строить на основе статистических методов, которые не связанных с использованием априорной информации о распределении составляющих вектора A – коэффициентов сглаживающего полинома.

Так как векторы ξ -измерений первичных радиолокационных, кинотеодолитных данных измерений и коэффициентов сглаживающего полинома являются многомерными случайными величинами, то взаимное соответствие между ними будет определяться совместной плотностью вероятности [3].

Решение задачи по определению максимально правдоподобной оценки (МПО) вектора \hat{A} – оценки вектора коэффициентов сглаживающего полинома целесообразно искать методом последовательных приближений, из-за нелинейной зависимости между вектором измерений первичных параметров случайной траектории от вектора коэффициентов сглаживающего полинома. Для совместной реализации пространственной и временной избыточности данных измерений, в работах [3–6] получен универсальный итеративный алгоритм:

$$\hat{A}_{v+1} = \hat{A}_v + \Delta \hat{A}_v = \hat{A}_v + (J_v^T \Lambda J_v)^{-1} J_v^T \Lambda \{\xi - \xi[r(t, A_v)]\}, \quad (3)$$

где J – матрица Якоби частных производных от измеряемых по вычисляемым параметрам; v – номер v -го приближения; $J_v^T \Lambda J_v$ – основная матрица системы уравнений на v -ом шаге приближения; Λ – весовая матрица ошибок измерений.

Из выражения (3) видно, что СО достигается через ряд последовательных приближений.

Структура (1) может быть представлена таким образом:

$$\varphi(t, \tau) = \begin{pmatrix} \tau_{x1}^{0,0} & \tau_{x1}^{1,0} & \tau_{x1}^{2,0} & \dots & \tau_{x1}^{0,k} & \tau_{x1}^{1,k} & \tau_{x1}^{2,k} & \dots & \tau_{x1}^{0,m} & \tau_{x1}^{1,m} & \tau_{x1}^{2,m} \\ \dots & \dots \\ \tau_{xi}^{0,0} & \tau_{xi}^{1,0} & \tau_{xi}^{2,0} & \dots & \tau_{xi}^{0,k} & \tau_{xi}^{1,k} & \tau_{xi}^{2,k} & \dots & \tau_{xi}^{0,m} & \tau_{xi}^{1,m} & \tau_{xi}^{2,m} \\ \dots & \dots \\ \tau_{xn}^{0,0} & \tau_{xn}^{1,0} & \tau_{xn}^{2,0} & \dots & \tau_{xn}^{0,k} & \tau_{xn}^{1,k} & \tau_{xn}^{2,k} & \dots & \tau_{xn}^{0,m} & \tau_{xn}^{1,m} & \tau_{xn}^{2,m} \\ \tau_{y1}^{0,0} & \tau_{y1}^{1,0} & \tau_{y1}^{2,0} & \dots & \tau_{y1}^{0,k} & \tau_{y1}^{1,k} & \tau_{y1}^{2,k} & \dots & \tau_{y1}^{0,m} & \tau_{y1}^{1,m} & \tau_{y1}^{2,m} \\ \dots & \dots \\ \tau_{yi}^{0,0} & \tau_{yi}^{1,0} & \tau_{yi}^{2,0} & \dots & \tau_{yi}^{0,k} & \tau_{yi}^{1,k} & \tau_{yi}^{2,k} & \dots & \tau_{yi}^{0,m} & \tau_{yi}^{1,m} & \tau_{yi}^{2,m} \\ \dots & \dots \\ \tau_{yn}^{0,0} & \tau_{yn}^{1,0} & \tau_{yn}^{2,0} & \dots & \tau_{yn}^{0,k} & \tau_{yn}^{1,k} & \tau_{yn}^{2,k} & \dots & \tau_{yn}^{0,m} & \tau_{yn}^{1,m} & \tau_{yn}^{2,m} \\ \tau_{z1}^{0,0} & \tau_{z1}^{1,0} & \tau_{z1}^{2,0} & \dots & \tau_{z1}^{0,k} & \tau_{z1}^{1,k} & \tau_{z1}^{2,k} & \dots & \tau_{z1}^{0,m} & \tau_{z1}^{1,m} & \tau_{z1}^{2,m} \\ \dots & \dots \\ \tau_{zi}^{0,0} & \tau_{zi}^{1,0} & \tau_{zi}^{2,0} & \dots & \tau_{zi}^{0,k} & \tau_{zi}^{1,k} & \tau_{zi}^{2,k} & \dots & \tau_{zi}^{0,m} & \tau_{zi}^{1,m} & \tau_{zi}^{2,m} \\ \dots & \dots \\ \tau_{zn}^{0,0} & \tau_{zn}^{1,0} & \tau_{zn}^{2,0} & \dots & \tau_{zn}^{0,k} & \tau_{zn}^{1,k} & \tau_{zn}^{2,k} & \dots & \tau_{zn}^{0,m} & \tau_{zn}^{1,m} & \tau_{zn}^{2,m} \end{pmatrix}, \quad (4)$$

где $t_1, \dots, t_i, \dots, t_n$ – моменты времени на интервале сглаживания;

n – число точек на интервале сглаживания;

τ_x, τ_y, τ_z – независимая переменная по координатам $X, Y, Z, \chi=0, 1, 2$ – индекс независимой переменной τ по строке;

$k=0, \dots, m$ – степень сглаживающего полинома.

Известно [7–10], что для оценки вектора положения объекта в пространстве необходимо, чтобы определитель основной матрицы $\varphi^T \varphi$ системы уравнений не был равен нулю. Для этого необходимо, чтобы система базисных функций (4) являлась линейно независимой.

Из теории матричных вычислений [11–14] известно, что система векторов является линейно зависимой, если один из векторов линейно выражается через остальные векторы системы.

Из матрицы (4) видно, что она состоит из $3(m_{\max} + 1)$ столбцов и $3 \cdot n$ строк (где m_{\max} – максимально возможная степень сглаживающего полинома, а n – количество точек на интервале сглаживания), при этом система базисных функций будет линейно независимой, когда $\tau_x \neq \tau_y \neq \tau_z$. Определим и исследуем область задания аргумента τ , интервал его дискретизации $\Delta\tau_x, \Delta\tau_y, \Delta\tau_z$.

В работах [3, 4] рассмотрен способ построения Λ -ортогональной базисной функции (Λ -ОБФ) вида:

$$P_{00}(t, \tau) P_{01}(t, \tau) P_{02}(t, \tau) \dots P_{kl}(t, \tau) \dots P_{m0}(t, \tau) P_{m1}(t, \tau) P_{m2}(t, \tau) \quad (5)$$

с целью определения области задания интервала дискретизации аргумента τ . Общий элемент $P_{kl}(t, \tau)$ характерен тем, что недиагональные элементы основной матрицы системы уравнений равны нулю.

В начале процесса построения Λ -ОБФ примем следующие условия $P_{00}(t, \tau) \equiv \varphi_{00}(t, \tau); J_{00} \equiv \Phi_{00}$.

В дальнейшем считаем:

$$P_{01}(t, \tau) = \alpha_{00,01} P_{00}(t, \tau) + \varphi_{01}(t, \tau),$$

В данной формуле вспомогательный коэффициент определяется исходя из следующих условий:

$$J_{kl}^T \Lambda J_{kl} = 0, \quad (6)$$

где J – матрица Якоби, элементы которой $J_{kl} = F P_{kl}$; F – элемент матрицы проекций градиентов.

Для этого на базе ранее вычисленных матриц J_{00} и Φ_{01} вычислим вектор-столбец J_{01} по формуле:

$$J_{01} = \alpha_{00,01} J_{00} + \Phi_{01}.$$

Транспонируем матрицу J_{01} и умножим её справа на ΛJ_{00} , а полученный результат приравняем к нулю:

$$J_{01}^T \Lambda J_{00} = \alpha_{00,01} J_{00}^T \Lambda J_{00} + \Phi_{01}^T \Lambda J_{00} = 0. \quad (7)$$

Из выражения (7) найдем значение неизвестного вспомогательного коэффициента $\alpha_{00,01}$:

$$\alpha_{00,01} = -\frac{\Phi_{01}^T \Lambda J_{00}}{J_{00}^T \Lambda J_{00}}.$$

Аналогично получим:

$$P_{02}(t, \tau) = \alpha_{00,02} P_{00}(t, \tau) + \alpha_{01,02} P_{01}(t, \tau) + \varphi_{02}(t, \tau)$$

и определим вспомогательные коэффициенты $\alpha_{00,02}$ и $\alpha_{01,02}$.

Для этого на базе известных матриц J_{00} , J_{01} и Φ_{02} вычислим вектор-столбец:

$$J_{02} = \alpha_{00,02} J_{00} + \alpha_{01,02} J_{01} + \Phi_{02}. \quad (9)$$

Транспонируем матрицу вектор-столбец J_{02} , умножим её справа на ΛJ_{00} и, приравняв полученный результат к нулю и согласно условия (6) получим:

$$J_{02}^T \Lambda J_{00} = \alpha_{00,02} J_{00}^T \Lambda J_{00} + \alpha_{01,02} J_{01}^T \Lambda J_{00} + \Phi_{02}^T \Lambda J_{00} = 0. \quad (9)$$

Аналогично умножив J_{02}^T на ΛJ_{01} получим:

$$J_{02}^T \Lambda J_{01} = \alpha_{00,02} J_{00}^T \Lambda J_{01} + \alpha_{01,02} J_{01}^T \Lambda J_{01} + \Phi_{02}^T \Lambda J_{01} = 0, \quad (10)$$

Согласно условия (6), выражения (9) и (10) упрощаются:

$$\begin{aligned} \alpha_{00,02} J_{00}^T \Lambda J_{00} + \Phi_{02}^T \Lambda J_{00} &= 0, \\ \alpha_{01,02} J_{01}^T \Lambda J_{01} + \Phi_{02}^T \Lambda J_{01} &= 0. \end{aligned} \quad (11)$$

Вычисляем коэффициенты из выражений (11)

$$\alpha_{00,02} = -\frac{\Phi_{02}^T \Lambda J_{00}}{J_{00}^T \Lambda J_{00}}; \quad \alpha_{01,02} = -\frac{\Phi_{02}^T \Lambda J_{01}}{J_{01}^T \Lambda J_{01}}.$$

Процесс повторяется до получения $P_{m2}(t, \tau)$.

Если определена функция $P_{k(l-1)}(t, \tau)$ системы (5), то следующая функция $P_{kl}(t, \tau)$ будет найдена из предлагаемого нами рекуррентного соотношения:

$$P_{kl}(t, \tau) = \sum_{\chi=0}^{k-1} \sum_{\lambda=0}^2 \alpha_{\chi\lambda,kl} P_{\chi\lambda}(t, \tau) + \sum_{\chi=k}^k \sum_{\lambda=0}^{l-1} \alpha_{\chi\lambda,kl} P_{\chi\lambda}(t, \tau) + \varphi_{kl}(t, \tau),$$

где

$$\alpha_{\chi\lambda,kl} = -\frac{\Phi_{kl}^T \Lambda J_{\chi\lambda}}{J_{\chi\lambda}^T \Lambda J_{\chi\lambda}}. \quad (12)$$

На базе ранее работ [15–17] можно показать, что между системами функций $P(t, \tau)$ и $\varphi(t, \tau)$ существует линейная связь:

$$P(t, \tau) = \varphi(t, \tau)U,$$

где

$$U = \begin{pmatrix} 1 & U_{00,01} & U_{00,02} & \dots & U_{00,kl} & \dots & U_{00,m2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 1 & \dots & U_{\chi\lambda,kl} & \dots & U_{\chi\lambda,m2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix}$$

верхняя треугольная матрица, диагональные элементы которой равны единице, а элементы, расположенные выше главной диагонали, вычисляются по формуле:

$$U_{\chi\lambda,kl} = \sum_{p=k}^k \sum_{q=0}^{l-1} U_{\chi\lambda,pq} \alpha_{pq,kl} + \sum_{p=0}^{k-1} \sum_{q=0}^2 U_{\chi\lambda,pq} \alpha_{pq,kl} \quad (13)$$

через вспомогательные коэффициенты $\alpha_{pq,kl}$.

На основе ранее выполненных работ [12, 13] можно показать, что между (12) и (13) существует следующая связь:

$$U = \begin{pmatrix} 1 & U_{00,01} & U_{00,02} & \dots & U_{00,kl} & \dots & U_{00,m2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 1 & \dots & U_{\chi\lambda,kl} & \dots & U_{\chi\lambda,m2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\alpha_{00,01} & -\alpha_{00,02} & \dots & -\alpha_{00,kl} & \dots & -\alpha_{00,m2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 1 & \dots & -\alpha_{\chi\lambda,kl} & \dots & -\alpha_{\chi\lambda,m2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix}^{-1}.$$

Можно показать, что между векторами \hat{C} и \hat{A} существует связь $\hat{A} = U^{-1}\hat{C}$, которая вытекает из тождественности следующих преобразований

$$\hat{r}(t, \hat{C}) = \varphi \hat{C} = \varphi I \hat{C} = \varphi U U^{-1} \hat{C} = P \hat{A},$$

где I – единичная матрица; \hat{r} – оценка вектора положения объекта в пространстве.

При решении задачи нелинейного сглаживания построение Λ -ортогональной базисной функции необходимо производить на каждом шаге приближения к максимально правдоподобной оценке (МПО). Тогда на различных этапах последовательного приближения выражение (8) будет иметь вид:

$$\begin{aligned} P_1 &= \varphi U_1, \\ P_2 &= P_1 U_2, \\ &\dots \\ P_\nu &= P_{\nu-1} U_\nu, \\ &\dots \end{aligned}$$

где ν – номер последовательного приближения к МПО положения объекта в пространстве.

Из приведенных выше рассуждений следует общее выражение, позволяющее описывать линейную связь между P и φ в виде:

$$P_\nu = \varphi U_1 U_2 \dots U_\nu = \varphi U_{II},$$

где $U_{II} = U_1 U_2 \dots U_V$ – матрица, полученная в результате перемножения U матриц до v -го последовательного приближения включительно.

Для определения точности получения максимально правдоподобной оценки вектора оценки коэффициентов сглаживающего полинома, к которой приводит предложенный в работе [16] итеративный алгоритм через ряд последовательных приближений, предположим, что очередное вычисленное значение оценки вектора коэффициентов сглаживающего полинома совпало с истинным значением вектора ($\hat{A}_V = A$), и ошибки измерений относительно невелики. В практике траекторных измерений данное допущение всегда выполняется.

Данные допущения позволяют определить отклонение вектора коэффициентов сглаживающего полинома на последнем шаге приближения формулой:

$$\Delta \hat{A}_V = \hat{A}_V - A = (J_V^T \Lambda J_V)^{-1} J_V^T \Lambda \Delta \xi_V.$$

Так как систематические ошибки измерений нами исключены при обработке путем введения поправок, математическое ожидание ошибок будет иметь вид:

$$M(\Delta \hat{A}_V) = (J_V^T \Lambda J_V)^{-1} J_V^T \Lambda M(\Delta \xi_V),$$

а корреляционная матрица ошибок оценок коэффициентов сглаживающего полинома

$$K_{\hat{A}} = M\{[\Delta \hat{A}_V - M(\Delta \hat{A}_V)][\Delta \hat{A}_V - M(\Delta \hat{A}_V)]^T\} = (J_V^T \Lambda J_V)^{-1}.$$

Из выше приведенных рассуждений следует, что корреляционная матрица ошибок оценок коэффициентов сглаживающего полинома может быть получена обращением основной матрицы системы нормальных уравнений, вычисленной на последнем шаге приближения этих параметров [4, 18].

Для сохранения ранее введенных обозначений J для матрицы Якоби и \hat{A} для вектора оценок коэффициентов сглаживающего полинома, полученных при независимом вычислении составляющих вектора оценок коэффициентов сглаживающего полинома при использовании ранее построенной Λ -ОБФ, введем соответственно новые обозначения Φ и \hat{C} для матрицы Якоби и МПО вектора коэффициентов сглаживающего полинома, получаемых при прямом решении системы уравнений с применением системы ЛНБФ [4].

Тогда вектор-поправка в новых обозначениях будет иметь вид

$$\Delta C_V = (\Phi_V^T \Lambda \Phi_V)^{-1} \Phi_V^T \Lambda \Delta \xi_V$$

и её можно рассматривать как результат решения матричной системы уравнений вида:

$$\Phi_V^T \Lambda \Phi_V \Delta C_V = \Phi_V^T \Lambda \Delta \xi_V,$$

где Φ_V – матрица Якоби; Λ – весовая матрица; $\Delta \xi_V$ – отклонение вектора измерений от v -го приближения измеряемого вектора; ΔC_V – вектор-поправка коэффициентов полинома на v -м шаге приближения; $\Phi_V^T \Lambda \Phi_V$ – основная матрица системы уравнений на v -м шаге приближения.

Так как между вектором данных измерений ξ и вектором вычисляемых параметров существует нелинейная зависимость, целесообразно искать Φ как матрицу последовательного преобразования [3]:

$$\Phi = F\varphi,$$

где F – матрица пространственного преобразования (матрица проекций градиентов); φ – матрица временного преобразования.

При точном вычислении любым из методов недиагональные элементы равны нулю. На практике они отличаются от нуля из-за накопления ошибок вычислений, зависящих от способа построения ортогональной базисной функции, а это приводит к небольшой расстройке Λ -ортогональности.

Приведем результаты исследования способа построения Λ -ОБФ по показателю точности Q_t .

Исследования производилось на различных интервалах сглаживания (15 и 25 точек) при различных степенях сглаживающего полинома (от 1 до 6) при удвоенной точности вычислений и обычной точности вычислений (для 25 точек на интервале сглаживания и 6-й степени сглаживающего полинома).

При обычной точности вычислений показатель точности Q_t приблизительно в три раза хуже, чем в аналогичных условиях при удвоенной точности вычислений, время затраченное на Λ -ортогонализацию системы базисной функции при выполнении одной итерации, одинаково, а объем занимаемой памяти на 1/3 меньше (табл. 1).

Таблица 1

Показатель точности для структуры линейно независимых базисных функций двух переменных

Точек на интервале	Степень m_{\max}	Показатель точности для структуры ЛНБФ двух переменных	Точность вычисления на ЭВМ
15	6	$9,31 \cdot 10^{-14}$	Удвоенная
15	5	$2,55 \cdot 10^{-14}$	Удвоенная
15	4	$1,11 \cdot 10^{-14}$	Удвоенная
15	3	$6,25 \cdot 10^{-15}$	Удвоенная
15	2	$5,69 \cdot 10^{-15}$	Удвоенная
15	1	$4,49 \cdot 10^{-15}$	Удвоенная
25	6	$1,08 \cdot 10^{-13}$	Удвоенная
25	5	$5,34 \cdot 10^{-14}$	Удвоенная
25	4	$2,13 \cdot 10^{-14}$	Удвоенная
25	3	$8,94 \cdot 10^{-15}$	Удвоенная
25	2	$9,35 \cdot 10^{-15}$	Удвоенная
25	1	$7,16 \cdot 10^{-15}$	Удвоенная
25	6	$4,77 \cdot 10^{-4}$	Обычная

Метод диагонализации, улучшенный Якоби и переработанный Нейманом, позволяет вычислить собственные значения и собственные вектора действительной симметричной матрицы. В процессе вычислений заданная симметричная матрица не сохраняется, вычисленные собственные значения располагаются по главной диагонали заданной симметричной матрицы в убывающем порядке, а на недиагональных элементах располагаются промежуточные результаты вычислений. Вычисленные собственные вектора запоминаются по столбцам в том же порядке, что и собственные значения [12].

В связи с этим, непосредственно использовать результаты вычислений на ЭВМ, полученные для оценки точности вычислений по величине недиагональных элементов корреляционной матрицы ошибок оценок коэффициентов сглаживающего полинома, не представляется возможным [19].

Из работы [20] известно:

$$K_{\hat{A}} = \Gamma^{-1} G^T G G^T G \Gamma^{-1} = \Gamma^{-1}, \quad (14)$$

где Γ – диагональная матрица собственных значений основной матрицы системы $\Phi^T \Lambda \Phi$, построенной с использованием структуры ЛНБФ [1];

G – матрица собственных векторов основной матрицы системы уравнений $\Phi^T \Lambda \Phi$.

Однако в чистом виде матрица собственных значений не определяется. Воспользуемся для вычисления $K_{\hat{A}}$ развернутой частью выражения (14). Это позволило учесть почти все ошибки вычислений для структуры ЛНБФ [3].

При построении Λ -ОБФ максимально правдоподобная оценка вектора коэффициентов сглаживающего полинома достигается в 2-3 итерации.

Заключение. Экспериментальное исследование структуры ЛНБФ [3] на ЭВМ при нахождении области определения аргумента τ_0 и интервалов дискретизации $\Delta\tau_x, \Delta\tau_y, \Delta\tau_z$ полностью подтвердили теоретические выводы. Детально структура ЛНБФ исследовалась в работах [15,–17, 21, 22].

Из результатов исследований, приведенных в этих работах, следует, что показатель точности Q_{τ} как функция двух аргументов (τ_0 – наименьшее значение аргумента и $\Delta\tau$ – интервал дискретизации аргумента τ) в широком диапазоне значений этих аргументов изменяется слабо, но резко увеличивается при $\Delta\tau \ll \tau_0$.

При этом величины $(\tau_z^2 t_n^m)^2$ и $(\tau_x^2 t_1^0)^2$ не должны превосходить соответственно максимально и минимально возможных чисел, которые можно без потери точности записать в разрядную сетку применяемой ЭВМ. При равномерном шаге дискретизации аргумента τ $\tau_x = \tau_0$, $\tau_y = 2\tau_0$, $\tau_z = 3\tau_0$ аргумент τ_0 целесообразно выбирать в средней части интервала $(\sqrt[4]{q_{min}}, \frac{\sqrt[4]{q_{max} t^{-2m}}}{9})$ (где q_{min} и q_{max} соответственно минимальные и максимальные числа, которые без потери точности можно записать в разрядную сетку ЭВМ). Приближение к краям интервала может при неблагоприятных условиях привести к возрастанию ошибок вычислений при определении вторичных параметров положения летательного аппарата из-за того, что основная матрица системы уравнений становится плохо обусловленной.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Мильштейн А.В., Паслен В.В. Метод нелинейного сглаживания в обработке данных траекторных измерений // Сб. научных трудов. Вып. 28. – Донецк: Донецкий институт железнодорожного транспорта, 2011. – С. 93-101.
2. Мильштейн А.В., Мотылев К.И., Паслен В.В. Исследование структур базисных функций // Сб. научных трудов. Вып. 29. – Донецк: Донецкий институт железнодорожного транспорта, 2012. – С. 23-30.
3. Огоднийчук Н.Д. Обработка траекторной информации. Ч. 1. – К.: КВВАИУ, 1981. – 141 с.
4. Огоднийчук Н.Д. О прикладных методах анализа траекторной информации // Сб. материалов НТК, посвященной 25-летию училища. Ч. 1. – К.: КВВАИУ, 1977. – С. 65-84.
5. Щербов И.Л. Исследование алгоритма адаптивного нелинейного оптимального сглаживания многопараметрических данных измерений // Информатика и кибернетика. – 2020. – № 4 (22). – С. 5-12.
6. Щербов И.Л., Паслен В.В., Мотылев К.И., Михайлов М.В. Методы обработки данных измерений, которые владеют пространственной и временной избыточностью // Системные технологии: Региональный межвузовский сборник научных работ. Вып. 5 (46). – Днепропетровск, 2006. – С. 95-100.
7. Жданюк Б.Ф. Основы статистической обработки траекторной информации. – М.: Сов. радио, 1978. – 384 с.

8. *Огородничук Н.Д.* Обработка траекторной информации. Ч. II. – К.: КВВАИУ, 1986. – 224 с.
9. *Светозаров В.В.* Основы статистической обработки результатов измерений. – М.: МИФИ, 2005. – 54 с.
10. *Савчук В.П.* Обработка результатов измерений. – Одесса: ОНПУ, 2002. – 54 с.
11. *Алгазин С.Д.* Численные алгоритмы без насыщения в классических задачах математической физики. – М.: Научный Мир, 2002. – 155 с.
12. *Грантмахер Ф.Р.* Теория матриц. – М.: Физматлит, 2004. – 560 с.
13. *Ланкастер П.* Теория матриц. – М.: Наука. Глав. ред. физ.-мат. лит., 1962. – 280 с.
14. *Волков Е.А.* Численные методы. – М.: Наука. Глав. ред. физ.-мат. лит., 1987. – 248 с.
15. *Щербов И.Л., Паслен В.В., Михайлов М.В., Мотылев К.И., Лебедеко Д.М., Антикуз А.Г.* О построении ортогональных базисных функций // Туполевские чтения: Международная молодежная научная конференция, посвященная 1000-летию города Казани: Матер. конференции. Т. II. – Казань: Казан. гос. техн. ун-та, 2005. – С. 139-140.
16. *Щербов И.Л., Паслен В.В.* Обработка данных траекторного контроля с использованием ортогональных базисных функций // Вестник Академии гражданской защиты. – 2021. – Вып. 1 (25). – С. 48-53.
17. *Щербов И.Л.* Информационная технология обработки данных траекторного контроля // Вестник Донецкого национального университета. Сер. Г: Технические науки. – 2021. – № 1. – С. 71-77.
18. *Огородничук Н.Д.* Оценка параметров движения и точность их определения по данным коррелированных траекторных измерений. – К.: КВВАИУ, 1968. – 216 с.
19. *Баклицкий В.К., Юрьев А.Н.* Корреляционно-экстремальные методы навигации. – М.: Радио и связь, 1982. – 256 с.
20. *Дубровский С.А.* Прикладной многомерный статистический анализ. – М.: Финансы и статистика, 1982. – 216 с.
21. *Щербов И.Л., Паслен В.В., Фесенко Д.В., Михайлов М.В.* Причины возникновения сбоев и методы их устранения // Международная молодежная научно-практическая конференция «Человек и космос». – Днепропетровск: НЦАОМУ, 2006. – С. 120.
22. *Огородничук Н.Д., Паслен В.В., Велигдан С.В.* Исследования на ЭВМ свойств систем ЛНБФ и Л-ОБФ как функции двух аргументов // Радиоэлектронное оборудование летательных аппаратов. Вып. 3. – К.: КВВАИУ, 1989. – С. 90-93.

REFERENCES

1. *Mil'shteyn A.V., Paslen V.V.* Metod nelineynogo sglazhivaniya v obrabotke dannykh traektornykh izmereniy [Method of non-linear smoothing in data processing of trajectory measurements], *Sb. nauchnykh trudov* [Collection of scientific papers]. Issue 28. Donetsk: Donetskii institut zheleznozdorozhnogo transporta, 2011, pp. 93-101.
2. *Mil'shteyn A.V., Motylev K.I., Paslen V.V.* Issledovanie struktur bazisnykh funktsiy [Investigation of the structures of basic functions], *Sb. nauchnykh trudov* [Collection of scientific papers]. Issue 29. Donetsk: Donetskii institut zheleznozdorozhnogo transporta, 2012, pp. 23-30.
3. *Ogodniychuk N.D.* Obrabotka traektornoy informatsii [Processing of trajectory information]. Part 1. Kiev: KVVAIU, 1981, 141 p.
4. *Ogodniychuk N.D.* O prikladnykh metodakh analiza traektornoy informatsii [On applied methods for analyzing trajectory information], *Sb. materialov NTK, posvyashchennoy 25-letiyu uchilishcha* [Collection of materials of the Scientific and Technical Committee dedicated to the 25th anniversary of the school]. Part 1. Kiev: KVVAIU, 1977. – S. 65-84.
5. *Shcherbov I.L.* Issledovanie algoritma adaptivnogo nelineynogo optimal'nogo sglazhivaniya mnogoparametricheskikh dannykh izmereniy [Study of the adaptive nonlinear optimal smoothing algorithm for multi-parameter measurement data], *Informatika i kibernetika* [Informatics and cybernetics], 2020, No. 4 (22), pp. 5-12.
6. *Shcherbov I.L., Paslen V.V., Motylev K.I., Mikhaylov M.V.* Metody obrabotki dannykh izmereniy, kotorye vladeyut prostranstvennoy i vremennoy izbytochnost'yu [Measurement data processing methods that have spatial and temporal redundancy], *Sistemnye tekhnologii: Regional'nyy mezhvuzovskiy sbornik nauchnykh rabot* [System Technologies. Regional interuniversity collection of scientific papers]. Issue 5 (46). Dnepropetrovsk, 2006, pp. 95-100.
7. *Zhdanyuk B.F.* Osnovy statisticheskoy obrabotki traektornoy informatsii [Fundamentals of statistical processing of trajectory measurements]. Moscow: Sov. radio, 1978, 384 p.

8. *Ogodnychuk N.D.* Obrabotka traektornoy informatsii [Processing of trajectory information]. Part II. Kiev: KVVAIU, 1986, 224 p.
9. *Svetozarov V.V.* Osnovy statisticheskoy obrabotki rezul'tatov izmereniy [Fundamentals of statistical processing of measurement results]. Moscow: MIFI, 2005, 54 p.
10. *Savchuk V.P.* Obrabotka rezul'tatov izmereniy [Processing of measurement results]. Odessa: ONPU, 2002, 54 p.
11. *Algazin S.D.* Chislennyye algoritmy bez nasyshcheniya v klassicheskikh zadachakh matematicheskoy fiziki [Unsaturated numerical algorithms in classical problems of mathematical physics]. Moscow: Nauchnyy Mir, 2002, 155 p.
12. Grantmakher F.R. Teoriya matrits [Matrix Theory]. Moscow: Fizmatlit, 2004, 560 p.
13. *Lankaster P.* Teoriya matrits [Matrix Theory]. Moscow: Nauka. Glav. red. fiz.-mat. lit., 1962, 280 p.
14. *Volkov E.A.* Chislennyye metody [Numerical methods]. Moscow: Nauka. Glav. red. fiz.-mat. lit., 1987, 248 p.
15. *Shcherbov I.L., Paslen V.V., Mikhaylov M.V., Motylev K.I., Lebedenko D.M., Antikuz A.G.* O postroenii ortogonal'nykh bazisnykh funktsiy [About the construction of orthogonal basis functions], *Tupolevskie chteniya: Mezhdunarodnaya molodezhnaya nauchnaya konferentsiya, posvyashchennaya 1000-letiyu goroda Kazani: Mater. Konferentsii* [Tupolev readings: International youth scientific conference dedicated to the 1000th anniversary of the city of Kazan. Conference materials]. Vol. II. Kazan': Kazan. gos. tekhn. un-ta, 2005, pp. 139-140.
16. *Shcherbov I.L., Paslen V.V.* Obrabotka dannykh traektornogo kontrolya s ispol'zovaniem ortogonal'nykh bazisnykh funktsiy [Trajectory control data processing using orthogonal basis functions], *Vestnik Akademii grazhdanskoy zashchity* [Vestnik of the Academy of Civil Protection], 2021, Issue 1 (25), pp. 48-53.
17. *Shcherbov I.L.* Informatsionnaya tekhnologiya obrabotki dannykh traektornogo kontrolya [Information technology of mathematical modeling of data processing of trajectory control], *Vestnik Donetskogo natsional'nogo universiteta. Ser. G: Tekhnicheskie nauki* [Vestnik of the Donetsk National University. Series G: Technical sciences], 2021, No. 1, pp. 71-77.
18. *Ogorodnychuk N.D.* Otsenka parametrov dvizheniya i tochnost' ikh opredeleniya po dannykh korrelirovannykh traektornykh izmereniy [Evaluation of motion parameters and the accuracy of their determination according to data of correlated trajectory measurements]. Kiev: KVVAIU, 1968, 216 p.
19. *Baklitskiy, V.K., Yur'ev A.N.* Korrelyatsionno-ekstremal'nye metody navigatsii [Correlation-extremal methods of navigation]. Moscow: Radio i svyaz', 1982, 256 p.
20. *Dubrovskiy S.A.* Prikladnoy mnogomernyy statisticheskiy analiz [Applied multivariate statistical analysis]. Moscow: Finansy i statistika, 1982, 216 p.
21. *Shcherbov I.L., Paslen V.V., Fesenko D.V., Mikhaylov M.V.* Prichiny vozniknoveniya sboev i metody ikh ustraneniya [Causes of failures and methods of their elimination], *Mezhdunarodnaya molodezhnaya nauchno-prakticheskaya konferentsiya «Chelovek i kosmos»* [International Youth Scientific and Practical Conference "Man and Space"]. Dnepropetrovsk: NTSAOMU, 2006, pp. 120.
22. *Ogodnychuk N.D., Paslen V.V., Veligdan S.V.* Issledovaniya na EVM svoystv sistem LNBF i Λ -OBF kak funktsii dvukh argumentov [Computer studies of the properties of the LNBF and Λ -OBF systems as functions of two arguments], *Radioelektronnoye oborudovanie leta-tel'nykh apparatov* [Radio-electronic equipment of aircraft]. Issue 3. Kiev: KVVAIU, 1989, pp. 90-93.

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

Щербов Игорь Леонидович – Донецкий национальный технический университет; e-mail: scherbov@yandex.ru; г. Донецк, ДНР; проректор.

Shcherbov Igor Leonidovich – Donetsk National Technical University; e-mail: scherbov@yandex.ru; Donetsk, DPR; vice rector.

П.С. Сердюков, К.Е. Румянцев

СПОСОБЫ ПОЛУЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ТРЕХМЕРНОЙ СЦЕНЫ ОБЪЕКТА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ

Рассмотрены основные способы определения координат цилиндрических объектов для контроля геометрических параметров объекта с регулярной структурой. Преимущественно рассматриваемые способы применяются при определении параметров тепловыделяющих стержней (установок) топливных сборок на атомной электростанции. Целью данной работы является анализ существующих методов определения геометрических параметров объектов с регулярной структурой. Для достижения поставленной цели необходимо решение следующей задачи – сравнить и провести исследование существующих методов определения геометрического положения объектов с регулярной структурой и выявить их достоинства и недостатки, а также сформулировать математическую модель определения погрешности измерения основываясь на конкретном методе. Сравнительный анализ включал в себя описание существующих контактных и бесконтактных методов (измерения линейных размеров трехмерных объектов, измерения геометрических параметров объекта в пространстве и устройство для его осуществления и три различных метода контроля линейных размеров трехмерных объектов по трем декартовым координатам). Для определения был использован следующий инструмент – исследуемый объект фотографировали одной видеокамерой на ПЗС-матрице, устойчивой к радиации, из двух определенных точек пространства. На полученных снимках опознавали точки изображения объекта. Далее, используя данные о размерах атомного реактора и параметры видеокамеры, вычисляли пространственные координаты точек объекта в системе координат объекта и элементы внешнего ориентирования снимков. Необходимые для решения задачи приближенные значения неизвестных определили заранее, с помощью известных в фотограмметрии приемов. Проведенный анализ показал, что наибольшей эффективностью обладают бесконтактные методы, основанные на обработке изображений сцены, сформированных видеокамерами на основе мозаичных фотоприемников. Таким образом, измерительные системы на основе телевизионных датчиков (видеокамер) являются наиболее целесообразными для измерения разновысотности упорядоченной последовательности цилиндрических объектов. Рассмотренная математическая модель позволила определить методическую погрешность измерения геометрических параметров посредством реконструкции трехмерной сцены по серии изображений в условиях бесконтактного определения, обусловленную несовершенством определяемого метода измерений или упрощениями, допущенными при измерениях. На основе полученных данных появляется возможность определить центр тяжести той головки ТВС, для которой методическая погрешность является минимальной, и, соответственно, принять ее за основу, относительно которой рассчитать разновысотность всех стальных головок ТВС.

Телевизионная камера; техническая обработка изображения; объекты с регулярной структурой; трехмерная сцена.

P.S. Serdyukov, K.E. Rumyantsev

METHODS OF OBTAINING INFORMATION ABOUT THE THREE-DIMENSIONAL SCENE TO SOLVE PROBLEMS OF DETERMINING THE SPATIAL POSITION OF OBJECTS WITH A REGULAR STRUCTURE

In this paper the basic methods of determining the coordinates of cylindrical objects to control the geometric parameters of an object with a regular structure are considered. Predominantly the considered methods are used in determining the parameters of fuel rods (installations) of fuel assemblies at a nuclear power plant. The purpose of this work is to analyze the existing methods for determining the geometric parameters of objects with regular structure. To achieve this goal, it is necessary to solve the following problem - to compare and conduct a study of existing methods for determining the geometric position of objects with a regular structure and to identify their

strengths and weaknesses, as well as to formulate a mathematical model to determine the error of measurement based on a particular method. Comparative analysis included a description of existing contact and non-contact methods (measurements of linear dimensions of three-dimensional objects, measurements of geometric parameters of an object in space and a device for its implementation and three different methods of controlling linear dimensions of three-dimensional objects by three Cartesian coordinates). The following tool was used for the determination - the object under study was photographed by one video camera on a radiation-resistant CCD from two defined points in space. The image points of the object were identified on the obtained images. Then, using the data on atomic reactor dimensions and video camera parameters, we calculated the spatial coordinates of the object points in the object coordinate system and the elements of external orientation of the images. The approximate values of the unknowns needed to solve the problem were determined in advance, using the methods known in photogrammetry. The analysis showed that the most effective are non-contact methods based on processing images of the scene formed by video cameras based on mosaic photodetectors. Thus, measuring systems based on television sensors (video cameras) are the most expedient for measuring the height difference of an ordered sequence of cylindrical objects. The considered mathematical model has allowed to define a methodical error of measurement of geometrical parameters by reconstruction of a three-dimensional scene on a series of images in conditions of the non-contact definition, caused by imperfection of the defined measuring method or the simplifications admitted at measurements. On the basis of the obtained data, it is possible to determine the center of gravity of the fuel assembly head, for which the methodological error is minimal, and, accordingly, to take it as a basis, relative to which to calculate the height difference of all steel heads of fuel assembly.

TV camera; technical image processing; objects with a regular structure; three-dimensional scene.

Введение. Ядерная энергетика принадлежит к базовым отраслям, которые определяют темпы развития промышленности и социальной сферы. Одним из приоритетных направлений в атомной энергетике является создание высоконадежных комплексов для управления технологическими процессами.

Существуют алгоритмы бесконтактного контроля разновысотности цилиндрических объектов, расположенных группами на большой площади (сцене). Исследуемые объекты расположены в строгом геометрическом порядке, и визуально могут рассматриваться как «ячейки» из семи тепловыделяющих сборок (далее – ТВС), причём центры тяжести верхних поверхностей шести ТВС находятся в вершинах, а центр поверхности седьмого ТВС – в геометрическом центре правильного шестиугольника. Исследуемые объекты располагаются в водной среде. Осветительное устройство закреплено на видеокамере, непосредственно освещая обследуемый фрагмент сцены.

В настоящее время известны контактный и бесконтактный методы, позволяющие измерять разновысотность наблюдаемых объектов. Использование контактного метода в атомной энергетике нецелесообразно из-за отсутствия доступа и возможности облучения.

Таким образом, бесконтактный метод измерения является единственно возможным для измерения разновысотности головок ТВС в активной зоне реактора энергоблока АЭС.

Широкому распространению бесконтактных телевизионных методов измерения препятствует возможная низкая освещенность, которая не позволяет получать контрастные телевизионные изображения объектов. В связи с этим для более точного определения границ объекта приходится «подсвечивать» объект. Такой способ требует дополнительных энергетических затрат и приводит к значительным погрешностям при уменьшении освещенности подсветки из-за загрязнения или неисправности осветителя.

Измерительные системы на основе телевизионных датчиков (видеокамер) являются наиболее целесообразными для измерения разновысотности упорядоченной последовательности цилиндрических объектов.

Приоритетным направлением в области бесконтактного определения и измерения геометрических параметров объектов сложной конфигурации является создание телеметрических систем контроля, позволяющих получать изображение измеряемых объектов при помощи видеокамер и производить их анализ методами цифровой обработки сигналов. Новые высокоскоростные ЭВМ позволяют реализовать сложнейшие алгоритмы статистической и математической обработки данных. Это направление реализовано в системах компьютерного (машинного) зрения и отражено в научных трудах Сойфера В.А. [1], Ярославского Л.П. [2], Балабаева С.Л., Зиброва В.А., Румянцева К.Е. [3–10].

Основная часть. Анализ существующих решений для бесконтактных измерений геометрических размеров сложных объектов.

Известно несколько способов бесконтактного измерения геометрических размеров объектов.

Первый способ – способ бесконтактного измерения линейных размеров трехмерных объектов. Заключается в многократном формировании на поверхности контролируемого объекта зондирующей структурированной подсветки путем освещения поверхности контролируемого объекта пучком оптического излучения и последовательной регистрации изображений искаженной рельефом поверхности контролируемого объекта структуры зондирующей подсветки. Для каждой точки контролируемого объекта определяют зависимость интенсивности зарегистрированного излучения от номера изображения.

Недостатком этого способа является высокая погрешность, обусловленная тем, что при направлении на поверхность контролируемого объекта, модулированного по одной координате транспарантом с неизменной периодической структурой оптического изучения, нельзя предусмотреть либо заранее учесть искажения картины, вызванные различными отражательными свойствами поверхности и глубокими впадинами, которые не возможно идентифицировать без априорной информации о макроструктуре поверхности контролируемого объекта.

Следующий способ – способ бесконтактных измерений геометрических параметров объекта в пространстве и устройство для его осуществления. Изобретение относится к способу бесконтактных измерений геометрических параметров объекта в пространстве. При реализации способа на поверхности объекта выделяют одну и более обособленную зону, для которой можно заранее составить несколько разных упрощенных математических параметрических моделей на основании заранее известных геометрических закономерностей исследуемого объекта, характеризующих форму, положение, движение, деформацию. Наносят маркеры на поверхность объекта, группируя по обособленным зонам в обособленные группы. Далее регистрируют изображения центральной проекции указанных маркеров. И на их основании с учетом заранее известных геометрических закономерностей исследуемого объекта и с использованием методов многомерной минимизации расхождений определяют искомые геометрические параметры объекта. Технический результат - повышение точности и достоверности измерений геометрических параметров объекта при использовании одной камеры, особенно в условиях стесненного окружающего пространства и ограниченного оптического доступа.

Общим недостатком способов и устройств стереосъемки и устройств с применением структурированного освещения, является необходимость применения двух и более устройств регистрации центральной проекции или проекторов структурированного освещения в нескольких позициях (точках пространства), что не может быть достижимо в ядерном реакторе в связи с его конструкцией.

Третий способ контроля линейных размеров трехмерных объектов по трем декартовым координатам [11]. Способ заключается в том, что на объект проецируют систему разноцветных полос, создаваемую путем пространственной модуляции вдоль одной координаты интенсивности зондирующего оптического излучения. Система разноцветных полос носит периодический характер и создает структурированную подсветку. В результате в одном кадре регистрируют целиком всю попадающую в поле зрения фотоприемного устройства часть поверхности контролируемого объекта и наложенное на поверхность искаженное изображение структурированной подсветки. О контролируемых размерах судят по степени искажений изображения множества полос и местоположению полос в декартовой системе координат.

Недостатком этого способа является низкая точность, связанная с невозможностью однозначно интерпретировать разрывы в изображении полос, искаженных либо рельефом поверхности контролируемого объекта, либо низким значением спектрального коэффициента отражения, зависящего от материала и цвета какого-либо участка поверхности контролируемого объекта.

Четвертый способ контроля линейных размеров трехмерных объектов по трем декартовым координатам [12]. Способ заключается в многократном формировании на поверхности контролируемого объекта зондирующей структурированной подсветки, каждый раз с управлением пространственной модуляцией интенсивности пучка оптического излучения по одной координате так, что на поверхности контролируемого объекта создается изображение структурированной подсветки в виде аperiodической совокупности полос, регистрации изображений искаженной рельефом поверхности контролируемого объекта структуры зондирующей подсветки, которую производят путем накопления суммарного изображения, определении положения искажений структуры подсветки в зарегистрированных изображениях по расстоянию вдоль полосы и номеру полосы, формируемому логическим суммированием двоичных чисел, кодирующих положение полос в каждой из реализации аperiodической совокупности полос так, что единица соответствует наличию полосы, а ноль - отсутствию полосы.

Недостатком четвертого способа является низкая точность определения линейных размеров, ограниченная точностью определения координат формируемой полосы на регистраторе изображения. Низкая точность определения координат полосы обусловлена сложностью детектирования полосы на участках объекта, имеющих различные отражательные свойства. Кроме того, поперечный размер полосы на регистраторе, влияющий на точность определения координат, зависит от угла между нормалью к поверхности и осью излучения структурированной подсветки.

Пятый известный способ определения линейных размеров трехмерных объектов по трем декартовым координатам заключается в том, что для каждой точки измеряемого объекта определяют зависимость интенсивности зарегистрированного излучения от номера изображения, и для определения высоты рельефа поверхности измеряемого объекта определяют расстояние от базовой поверхности до точки калибровочной поверхности [13].

Недостатком этого способа является сложность практической реализации процедуры калибровки системы. Точность измерения напрямую зависит от точности калибровки измерителя, а для проведения калибровки системы, работающей известным способом, необходимо обеспечить высокоточный контроль перемещений плоской калибровочной поверхности. Погрешность измерения данным способом будет напрямую зависеть от погрешности перемещения плоской поверхности и отклонения геометрии этой плоской поверхности от идеальной плоскости. При измерении этим способом крупногабаритных объектов себестоимость калибро-

вочной плоскости и инфраструктуры для ее перемещения будет превышать стоимость всей остальной измерительной базы системы, реализующей данный способ измерения. Итог: сложность практической реализации и низкая точность измерения.

Бесконтактный метод измерения разновысотности на основе видикона. Разрешающая способность системы по горизонтали в центре превышает 500 тел. линий при температуре окружающей среды (25 ± 10) °С. При изменении температуры окружающей среды от нормальной до крайних значение диапазона рабочей температуры разрешающая способность системы по горизонтали в центре превышает 400 тел. линий.

Телевизионная система предусматривает использование всего одной видеокамеры. Для формирования стереоизображения в системе предусмотрено последовательное расположение видеокамеры в конкретных точках пространства. Изображения объекта с видеокамеры в двух соседних положениях, полученные в разное время, принимаются за стереопару. На основании этой стереопары формируется пространство объектов для определения их разновысотности. Реализация этого метода предполагает точную установку (перемещение видеокамеры) в заданной точке пространства. Однако на практике это практически недостижимо.

Применение видикона в атомной энергетике обусловлено стойкостью его характеристик к радиации. В то же время на сегодняшний день созданы видеокамеры на ПЗС-матрицах, устойчивых к радиационному излучению. Применение же видеокамер на ПЗС-матрицах не оценивалось в описанной ранее системе. В то же время известно, что мозаичная (дискретная) структура ПЗС-матриц обеспечивает более точное измерение координат объектов.

Для устранения вышеуказанных недостатков возможно решение задачи бесконтактного (фотограмметрического) способа определения координат точек объекта и снижения стоимости выполнения работ за счет использования видеокамер упрощенной конструкции, не имеющих координатных меток, и исключения работ по их заданию, а также обеспечения возможности проведения измерений, доизмерений или переизмерений без «привязки» к какой-либо плоской системе координат измерительного прибора или снимка.

Поставленная задача решается тем, что предлагается способ определения координат точек объекта, который включает фотографирование объекта с нескольких разных позиций одной видеокамерой, в том числе и не имеющей координатных меток, опознавание точек изображения объекта на снимках, измерение расстояний между опознанными точками снимков и вычисление пространственных координат определяемых точек объекта.

Исследуемый объект фотографируют одной видеокамерой на ПЗС-матрице, устойчивой к радиации, из двух определенных точек пространства. На полученных снимках опознают точки изображения объекта. Далее, используя данные о размерах атомного реактора ВВЭР-1000 и параметры видеокамеры, вычисляют пространственные координаты точек объекта в системе координат объекта и элементы внешнего ориентирования снимков. Необходимые для решения задачи приближенные значения неизвестных определяют заранее, с помощью известных в фотограмметрии приемов.

Математическая модель регистрирующей видеокамеры для измерения разновысотности существующим методом. Математическая модель регистрирующей видеокамеры дает возможность определить методическую погрешность измерения геометрических параметров посредством реконструкции трехмерной сцены по серии изображений в условиях бесконтактного определения существующего метода.

Исследуемым объектом является «сота» ТВС с 7-ю головками, верхние грани которых представляют эллипсы на изображении. При создании идеализированной модели сота представляется регулярной структурой в виде правильного шестиугольника с семью точками в центре и его вершинах на окружности радиусом R , являющимися центрами тяжести эллипсов.

ТВС ядерного реактора визуально может рассматриваться как «сота» из семи цилиндров, причём шесть из них находятся в вершинах правильного шестиугольника (позиции (1)-(6) на рис. 1), а седьмой – в его геометрическом центре (позиция (0) на рисунке 1). Стержни объекта условно обозначаются точками.

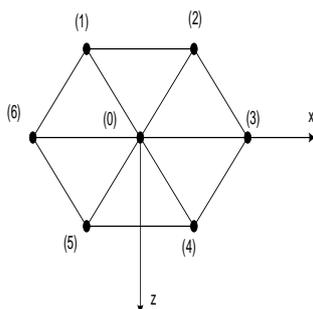


Рис. 1. Объект в виде правильного шестиугольника

Разработанная модель процесса формирования изображений, выявляет соотношения между координатами точек сцены и их изображениями и позволяет определять параметры системы регистрации и трехмерной структуры сцены группы тепловыделяющей сборки (ТВС).

В модели, разработанной в среде Mathcad, использована видеокамера системы «Диаконт», фокусное расстояние которой $f=17$ мм, размер матрицы $8,8 \times 6,6$ мм, разрешение 800×600 .

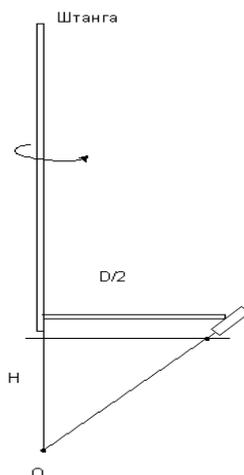


Рис. 2. Крепление видеокамеры

- H – высота подвеса видеокамеры над сотой;
- R – радиус соты;
- $D/2$ – радиус вращения видеокамеры;
- f – фокусное расстояние объектива.

Оптический центр видеокамеры располагается на окружности $D/2$, центром которой является ось штанги. В идеале предполагаем, что ось штанги является перпендикуляром к геометрическому центру шестиугольника (позиция (0)). Видеокамера перемещается по кругу диаметром D и последовательно формирует изображения с 6 ракурсов. Для формирования трехмерной информации о сцене используются 15 стереопар, полученных как комбинации изображений 6 положений видеокамер.

Высота расположения оптического центра над плоскостью стержней составляет H и определяется, исходя из охвата всех 7 стержней полем зрения видеокамеры. При этом оптическая ось видеокамеры также проходит через стержень (0).

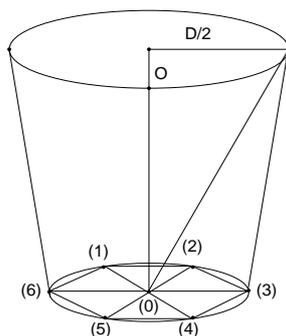


Рис. 3. Общая модель объекта

Измерение разновысотности геометрических объектов осуществляется применением методов фотограмметрии на основе стереопары изображений. Высота стержня определяется в глобальной системе координат (ГСК) координатой по оси OY , начало которой совпадает с центральной точкой шестиугольника, ось OY направлена вверх, ось OZ – перпендикулярна одной из сторон шестиугольника.

Изначально, имеются естественные координаты фотоприемника семи точек для каждого положения (ПВК) видеокамеры.

Начала координат в плоскостях изображений видеокамеры на видиконе совпадают с главными точками ($u_0 = v_0 = 0$), а единицы измерения координат в глобальной системе и в плоскостях изображения камер одинаковы ($w = h = 1$).

Координаты центров тяжести цилиндров головок ТВС в плоскости изображения первого (левого) положения видеокамеры обозначим через (x'_k, y'_k) , а в плоскости изображения второго (правого) положения камеры – через (x''_k, y''_k) . Проекции одной и той же точки в плоскостях разных положений видеокамеры – сопряженные точки.

Левому положению видеокамеры соответствует система координат $O'X'Y'Z'$, а правому – $O''X''Y''Z''$.

Пусть вектор $\mathbf{M}'_i = (X'_{ik}, Y'_{ik}, Z'_{ik})^T$ характеризует координаты семи точек трехмерного пространства в системе левого положения видеокамеры, а вектор $\mathbf{M}''_j = (X''_{jk}, Y''_{jk}, Z''_{jk})^T$ – в системе правого.

$\mathbf{R} = \mathbf{R}''\mathbf{R}'^T$ – ортогональная матрица, описывающая ориентацию системы координат правого положения видеокамеры относительно правого, а $\mathbf{t} = -\mathbf{R}''\mathbf{R}'^T\mathbf{t}' + \mathbf{t}''$ – вектор трансляции, определяющий положение оптического центра правого положения видеокамеры в системе координат левого.

\mathbf{t}' , \mathbf{t}'' – трехмерный вектор смещения начала координат глобальной системы (ГСК) относительно начала координат стандартной системы (ССК) соответственно для левого и правого положений видеокамеры.

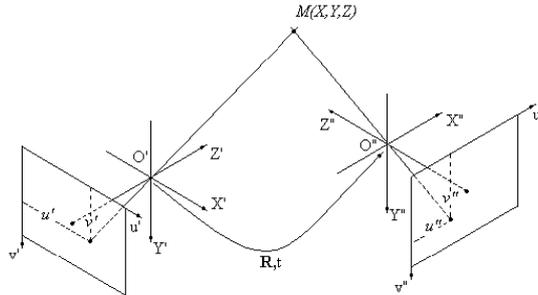


Рис. 4. Общая модель объекта в плоскости

Матрицу и вектор \mathbf{t} принято называть *внешними параметрами* системы регистрации.

Имея естественные координаты точек для каждого положения видеокамеры, определим матрицы однородных внутренних координат видеокамеры левого положения $\mathbf{v}_i = (u_{ik}, v_{ik}, 1)^T$ и правого положения $\mathbf{v}_j = (u_{jk}, v_{jk}, 1)^T$.

При этом необходимо использовать матрицу *внутренних параметров* камеры, поскольку она содержит только параметры оптической системы и фотоприемника видеокамеры. В связи с тем, что в модели использована одна видеокамера, меняющая свои положения, то и матрица внутренних параметров будет одинаковой для всех положений.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} f/w & 0 & u_0 \\ 0 & f/h & v_0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Для определения координат проекций семи точек в изображении используется собственная система координат (ССК) видеокамеры.

Итак, зная матрицу внутренних параметров, матрицы однородных внутренних координат, ортогональную матрицу \mathbf{R} , и вектор трансляции, определим координаты Z в ССК для заданных положений видеокамеры стереосистемы.

$$\begin{bmatrix} Z' \\ Z'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}'^T \mathbf{A}^{-T} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{v}' & -\mathbf{v}'^T \mathbf{A}^{-T} \mathbf{R}^T \mathbf{A}^{-1} \mathbf{v}'' \\ -\mathbf{v}'^T \mathbf{A}^{-T} \mathbf{R}^T \mathbf{A}^{-1} \mathbf{v}'' & \mathbf{v}''^T \mathbf{A}^{-T} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{v}'' \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\mathbf{v}'^T \mathbf{A}^{-T} \mathbf{R}^T \\ \mathbf{v}''^T \mathbf{A}^{-T} \end{bmatrix} \mathbf{t}.$$

Теперь можно вычислить вектор трехмерных координат точки M в системе любого из положений видеокамеры:

$$\mathbf{M}' = Z' \mathbf{A}_1^{-1} \mathbf{v}', \quad \mathbf{M}'' = Z'' \mathbf{A}_2^{-1} \mathbf{v}''.$$

Таким образом, мы получаем набор координат ССК для каждого из положений видеокамеры для каждой точки.

Затем, используя матрицы поворота и вектор трансляции, мы переходим от координат в системе ССК к ГСК. Пересчет координат точек из ССК в ГСК происходит с учетом углов ее поворота относительно осей OX , OY , OZ .

$$M_i = \frac{M' - t}{R}$$

$$M_j = \frac{M' - t}{R}.$$

В итоге получается по 2 комплекта координат ГСК для каждой точки, определенных по координатам сопряженных точек заданных положений видеокамеры.

Разработанная математическая модель позволяет, имея координаты центров тяжести головок ТВС в естественных координатах фотоприемника, получить координаты точек в ССК и пересчитать их в ГСК.

В случае использования видеокамеры на ПЗС-матрице исходными данными являются координаты точек в системе фоточувствительной плоскости матрицы в пикселях.

Здесь матрицы однородных внутренних координат видеокамеры левого положения $\mathbf{v}_i = (p_{ik}, q_{ik}, 1)^T$ и правого положения $\mathbf{v}_j = (p_{jk}, q_{jk}, 1)^T$ задаются с помощью p и q , координат точек в пикселях. Затем рассчитываются координаты Z , изменений в математической модели не происходит.

При использовании ПЗС-матрицы возникает дискретизация в результате того, что при проецировании точек на ПЗС-матрицу, им присваиваются координаты центра пикселя, в который они попадают. За счет этого возникает дискретизация.

Выводы. В работе рассмотрены существующие методы определения геометрических параметров объектов на основе различных физических принципов, приведены их преимущества и недостатки. Анализ методов показал, что наибольшей эффективностью обладают бесконтактные методы, основанные на обработке изображений сцены, сформированных видеокамерами на основе мозаичных фотоприемников.

Таким образом, представленная математическая модель позволяет определить методическую погрешность измерения геометрических параметров посредством реконструкции трехмерной сцены по серии изображений в условиях бесконтактного определения, обусловленную несовершенством метода измерений или упрощениями, допущенными при измерениях. На основе полученных данных появляется возможность определить центр тяжести той головки ТВС, для которой методическая погрешность является минимальной, и, соответственно, принять ее за основу, относительно которой рассчитать разновысотность всех стальных головок ТВС.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Методы компьютерной обработки изображений [под ред. Сойфера В.А. – 2-е изд., испр. – М.: Физматлит, 2003. – 784 с.
2. *Прэнтт Э.* Цифровая обработка изображений: пер. с англ. / под ред. Д.С. Лебедева. – М.: Мир, 1982. – Кн. 1. – 312 с.
3. *Павлидис Т.* Алгоритмы машинной графики и обработки изображений. – М.: Радио и связь, 1986. – 398 с.
4. *Хуанг Т.С., Эклунд Дж.-О., Нуссбаумер Г.Дж. и др.* Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений: преобразования и медианные фильтры / под ред. Т.С. Хуанга: пер. с англ. / под ред. Л.П. Ярославского. – М.: Радио и связь, 1984. – 220 с.
5. *Ярославский Л.П.* Цифровая обработка сигналов в оптике и голографии: введение в цифровую оптику. – 220 с.
6. *Балабаев С.Л., Зибров В.А., Румянцев К.Е.* Бесконтактное измерение геометрических размеров изделий прокатно-металлургического производства: монография / под ред. К.Е. Румянцева. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2004. – 154 с.

7. Энергетика России: проблемы и перспективы. Труды научной сессии РАН: Общ. собрание РАН 19-21 декабря 2005. – М.: Наука, 2006.
8. *Макеев В.В., Поваров В.П., Коробкин В.В., Лебедев О.В.* Система бесконтактного определения разнвысотности головок тепловыделяющих сборок в активной зоне реактора // Известия вузов. Северо-Кавказский регион. Технические науки. – 2006. – № 16. – С. 37-41.
9. *Каляев И.А., Румянцев К.Е., Макеев В.В., Балабаев С.Л., Коробкин В.В., Коровин Я.С., Кухаренко А.П., Радецкий В.Г.* Бесконтактный метод определения разнвысотности головок тепловыделяющих сборок атомного реактора на основе реконструкции трёхмерных изображений // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2008. – № 3 (80). – С. 126-131.
10. *Балабаев С.Л., Радецкий В.Г., Румянцев К.Е.* Телеметрический метод контроля разнвысотности цилиндрических объектов // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2008. – № 3 (80). – С. 94-110.
11. *Коробкин В.В., Коровин Я.С., Хисамутдинов М.В., Румянцев К.Е., Балабаев С.Л., Макеев В.В.* Система бесконтактного определения разнвысотности головок тепловыделяющих сборок реактора / Патент на полезную модель РФ № 103963. 2011. Дата регистрации 22.12.2010.
12. *Балабаев С.Л., Корнилова Т.А., Лозовская Е.Г., Румянцев К.Е.* Стереоскопическая система контроля разнвысотности головок тепловыделяющих сборок атомного реактора // Проблемы управления и моделирования в сложных системах (ПУМСС-2014): Тр. XVI Международной конференции (30 июня – 3 июля 2014 г, Самара, Россия). – Самара: Самарский научный центр РАН, 2014. – С. 673-677.
13. *Балабаев С.Л., Лозовская Е.Г., Румянцев К.Е.* Оценка методической погрешности измерения разнвысотности расположенных в строгом геометрическом порядке объектов на основе цифровой телевизионной системы // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2014. – № 8 (157). – С. 227-241.
14. Патент РСТ WO 00/70303, РСТ/US99/70303, G01B 11/24, 23.11.2000.
15. Патент РФ №2185598, G01B 11/24, 2003 г.
16. Патент РФ №2334195, G01B 11/24, 2008 г.
17. *Андрущенко, С.А., Афонов А.М., Васильев Б.Ю., Генералов В.Н., Косоуров К.Б., Семченков Ю.М., Украинцев В.Ф.* АЭС с реактором типа ВВЭР - 1000. От физических основ эксплуатации до эволюции проекта. – М.: Логос, 2010. – 604 с.
18. *Маркелов В.А.* Совершенствование состава и структуры сплавов циркония в обеспечении работоспособности ТВЭЛов, ТВС и труб давления активных зон водоохлаждаемых реакторов с увеличенным ресурсом: автореферат канд. тех. наук. – М., 2010. – 18 с.
19. *Хисамутдинов М.В., Коровин Я.С.* Фильтрация изображений в целях выделения эллипсов в системе бесконтактного определения разнвысотности тепловыделяющих сборок активной зоны реактора типа ВВЭР-1000 // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2011. – № 4. – С. 42-44.
20. *Хисамутдинов М.В., Коровин Я.С.* Метод вычисления координат высоты изделий в системе бесконтактного определения разнвысотности ТВС активной зоны реактора // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2010. – № 12. – С. 142-148.
21. *Русинов М.М.* Композиция оптических систем. – М.: Машиностроение, 2011. – 384 с.

REFERENCES

1. Metody komp'yuternoy obrabotki izobrazheniy [Methods of computer image processing], ed. by Soyfera V.A. 2nd ed. Moscow: Fizmatlit, 2003, 784 p.
2. *Prett E.* Tsifrovaya obrabotka izobrazheniy [Digital image processing]: transl. from engl., ed. by D.S. Lebedeva. Moscow: Mir, 1982. Book 1, 312 p.
3. *Pavlidis T.* Algoritmy mashinnoy grafiki i obrabotki izobrazheniy [Algorithms of machine graphics and image processing]. Moscow: Radio i svyaz', 1986, 398 p.
4. *Khuang T.S., Eklund Dzh.-O., Nussbaumer G.Dzh. i dr.* Bystrye algoritmy v tsifrovoy obrabotke izobrazheniy: preobrazovaniya i mediannye fil'try [Fast algorithms in digital image processing: transformations and median filters], ed. by T.S. Khuanga: transl. from engl., ed. by L.P. Yaroslavskogo. Moscow: Radio i svyaz', 1984, 220 p.
5. *Yaroslavskiy L.P.* Tsifrovaya obrabotka signalov v optike i golografii: vvedenie v tsifrovuyu optiku [Digital signal processing in optics and holography: an introduction to digital optics], 220 p.

6. *Balabaev S.L., Zibrov V.A., Rumyantsev K.E.* Beskontaktnoe izmerenie geometricheskikh razmerov izdeliy prokatno-metallurgicheskogo proizvodstva: monografiya [Contactless measurement of geometric dimensions of products of rolling and metallurgical production: monograph], ed. by K.E. Rumyantseva. Shakhty: Izd-vo YuRGUES, 2004, 154 p.
7. Energetika Rossii: problemy i perspektivy [Energy of Russia: problems and prospects], *Trudy nauchnoy sessii RAN: Obshch. sobranie RAN 19-21 dekabrya 2005* [Proceedings of the scientific session of the Russian Academy of Sciences: The General Meeting of the Russian Academy of Sciences on December 19-21, 2005]. Moscow: Nauka, 2006.
8. *Makeev V.V., Povarov V.P., Korobkin V.V., Lebedev O.V.* Sistema beskontaktnogo opredeleniya raznovysotnosti golovok teplovydelyayushchikh sborok v aktivnoy zone reaktora [The system of contactless separation of different heights of the heads of fuel assemblies in the reactor core], *Izvestiya vuzov. Severo-Kavkazskiy region. Tekhnicheskie nauki* [News of universities. The North Caucasus region. Technical sciences], 2006, No. 16, pp. 37-41.
9. *Kalyaev I.A., Rumyantsev K.E., Makeev V.V., Balabaev S.L., Korobkin V.V., Korovin Ya.S., Kukharenykh A.P., Radetskiy V.G.* Beskontaktnyy metod opredeleniya raznovysotnosti golovok teplovydelyayushchikh sborok atomnogo reaktora na osnove rekonstruktsii trekhmernykh izobrazheniy [Contactless method for determining the different heights of the heads of fuel assemblies of a nuclear reactor based on the reconstruction of three-dimensional images], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2008, No. 3 (80), pp. 126-131.
10. *Balabaev S.L., Radetskiy V.G., Rumyantsev K.E.* Telemetricheskyy metod kontrolya raznovysotnosti tsilindricheskikh ob"ektov [Telemetric method for monitoring the height difference of cylindrical objects], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2008, No. 3 (80), pp. 94-110.
11. *Korobkin V.V., Korovin Ya.S., Khisamutdinov M.V., Rumyantsev K.E., Balabaev S.L., Makeev V.V.* Sistema beskontaktnogo opredeleniya raznovysotnosti golovok teplovydelyayushchikh sborok reaktora. Patent na poleznuyu model' RF № 103963. 2011. Data registratsii 22.12.2010 [The system of contactless determination of the different heights of the heads of the fuel assemblies of the reactor. Utility model Patent of the Russian Federation No. 103963. 2011. Registration date 22.12.2010].
12. *Balabaev S.L., Kornilova T.A., Lozovskaya E.G., Rumyantsev K.E.* Stereoskopicheskaya sistema kontrolya raznovysotnosti golovok teplovydelyayushchikh sborok atomnogo reaktora [Stereoscopic control system of different heights of the heads of fuel assemblies of a nuclear reactor], *Problemy upravleniya i modelirovaniya v slozhnykh sistemakh (PUMSS-2014): Tr. XVI Mezhdunarodnoy konferentsii (30 iyunya – 3 iyulya 2014 g, Samara, Rossiya)* [Problems of control and modeling in complex systems (PUMSS-2014): Proceedings of the XVI International Conference (June 30 – July 3, 2014, Samara, Russia)]. Samara: Samarskiy nauchnyy tsentr RAN, 2014, pp. 673-677.
13. *Balabaev S.L., Lozovskaya E.G., Rumyantsev K.E.* Otsenka metodicheskoy pogreshnosti izmereniya raznovysotnosti raspolozhennykh v strogom geometricheskom poryadke ob"ektov na osnove tsifrovoy televizionnoy sistemy [Evaluation of the methodological error of measuring the different heights of objects arranged in a strict geometric order on the basis of a digital television system], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2014, No. 8 (157), pp. 227-241.
14. Patent PCT WO 00/70303, PCT/US99/70303, G01B 11/24, 23.11.2000.
15. Patent RF No. 2185598, G01B 11/24, 2003.
16. Patent RF No. 2334195, G01B 11/24, 2008.
17. *Andrushenko, S.A., Afonov A.M., Vasil'ev B.yu., Generalov V.N., Kosourov K.B., Semchenkov Yu.M., Ukraintsev V.F.* AES s reaktorom tipa VVER - 1000. Ot fizicheskikh osnov ekspluatatsii do evolyutsii proekta [Nuclear power plants with a VVER - 1000 reactor. From the physical foundations of operation to the evolution of the project]. Moscow: Logos, 2010, 604 p.
18. *Markelov V.A.* Sovershenstvovanie sostava i struktury splavov tsirkoniya v obespechenie rabotosposobnosti TVELov, TVS i trub davleniya aktivnykh zon vodookhlazhdaemykh reaktorov s uvelichennym resursom: avtoreferat kand. tekhn. nauk [Improving the composition and structure of zirconium alloys to ensure the operability of fuel rods, fuel assemblies and pressure pipes of the active zones of water-cooled reactors with an increased resource: abstract of the cand. of eng. sc. Moscow, 2010, 18 p.

19. *Khisamutdinov M.V., Korovin Ya.S.* Fil'tratsiya izobrazheniy v tselyakh vydeleniya ellipsov v sisteme beskontaktnogo opredeleniya raznovysotnosti teplovydelyayushchikh sborok aktivnoy zony reaktora tipa VVER-1000 [image filtering in order to isolate ellipses in the system of non-contact determination of the different heights of the fuel assemblies of the reactor core of the VVER-1000 type], *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie* [Mechatronics, automation, control], 2011, No. 4, pp. 42-44.
20. *Khisamutdinov M.V., Korovin Ya.S.* Metod vychisleniya koordinat vysoty izdeliy v sisteme beskontaktnogo opredeleniya raznovysotnosti TVS aktivnoy zony reaktora [Method of calculating the coordinates of the height of products in the system of contactless determination of the different heights of the fuel assemblies of the reactor core], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2010, No. 12, pp. 142-148.
21. *Rusinov M.M.* Kompozitsiya opticheskikh system [Composition of optical systems]. Moscow: Mashinostroenie, 2011, 384 p.

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

Сердюков Павел Сергеевич – Южный федеральный университет; e-mail: serdyukov-pavel@mail.ru; г. Таганрог, Россия; аспирант.

Румянцев Константин Евгеньевич – e-mail: rke2004@mail.ru; тел.: +78634371902; кафедра информационной безопасности телекоммуникационных систем; зав. кафедрой; д.т.н.; профессор.

Serdyukov Pavel Sergeevich – Southern Federal University; e-mail: serdyukov-pavel@mail.ru; Taganrog, Russia; graduate student.

Rumyantsev Konstantin Evgenyevich – e-mail: rke2004@mail.ru; phone: +78634371902; the department of information security of telecommunication systems; head of department; dr. of eng.sc.; professor.

УДК 681.883

DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-128-139

А.А. Марьев

О ПРИМЕНИМОСТИ МЕТОДА БЫСТРОГО ЦИФРОВОГО ФОРМИРОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ В СИСТЕМАХ ЛОКАЦИИ СО СЛОЖНЫМИ СИГНАЛАМИ

Работа относится к области гидроакустики, а именно к задаче цифрового формирования характеристик направленности (ЦФХН) на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) по пространству в многолучевом эхолоте (МЛЭ) с квадратурной цифровой обработкой сигналов. Рассматривается вопрос применимости ЦФХН на основе БПФ при использовании относительно широкополосных зондирующих сигналов. Основное внимание уделяется МЛЭ со статичным веером лучей (характеристик направленности), в то же время полученные результаты применимы и для систем локации, обеспечивающих динамическое управление лучом. Целью исследования является установление связи между относительной шириной спектра зондирующего сигнала и уровнем полезного сигнала в пространственном канале МЛЭ с заданным наибольшим отклонением луча от нормали. Определено качественное условие применимости ЦФХН на основе БПФ по пространству для зондирующего сигнала с заданной относительной полосой. Получено аналитическое выражение, связывающее коэффициент ослабления сигнала в пространственном канале со следующими характеристиками сигнала и приемника: число элементов линейной эквидистантной антенной решетки (АР), расстояние между элементами АР, угол отклонения луча от нормали, корреляционная функция комплексной огибающей зондирующего сигнала, оконная функция для весовой обработки отклика согласованного фильтра (СФ) в спектральной области. Приведенные результаты могут быть полезны при проектировании многолучевых эхолотов, обеспечивающих высокое разрешение как по дальности, так и по угловым координатам.

Многолучевой эхолот; характеристика направленности; быстрое преобразование Фурье; относительная ширина спектра; антенная решетка.

A.A. Maryev

**ON THE APPLICABILITY OF FAST DIGITAL BEAM FORMING METHOD
FOR SONAR SYSTEMS WITH COMPLEX SIGNALS**

This work belongs to the field of hydroacoustics, namely to the problem of digital beamforming based on spatial fast Fourier transform (FFT) in a multibeam echo sounder (MLS) with baseband digital signal processing. The applicability of FFT-based beamforming when using relatively broadband signals is considered. The main attention is paid to the MLS with a static beam pattern, at the same time, obtained results are also applicable to ranging systems that provide dynamic beam control. The aim of the study is to establish the relationship between the relative width of the signal spectrum and signal level in the spatial channel of the MLS with a given maximum beam steering. A qualitative condition for the applicability of FFT-based spatial beamforming for a probing signal with a given relative bandwidth is determined. An analytical expression linking the signal attenuation coefficient in the spatial channel with the following signal and receiver characteristics was obtained: the number of elements of the linear equidistant antenna array, the distance between array elements, beam steering, the correlation function of the complex envelope of the signal, the window function for weighting the matched filter response in spectral domain. Presented results can be useful in designing multibeam echo sounders, providing high resolution both in range and in angular coordinates.

Multibeam sonar; directional pattern; fast Fourier transform; narrowband signal; antenna array.

Введение. Многолучевые эхолоты (МЛЭ) являются эффективным средством для исследования рельефа дна водоемов (батиметрии), поиска подводных объектов и наблюдения за ними, а также для выполнения ряда других задач [1-4].

Требования к характеристикам МЛЭ, в частности, к разрешению по дальности и по углу, постоянно повышаются, для их выполнения необходимо применение крупных антенных решеток, а также сложных и относительно широкополосных сигналов, например, импульсов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) [5, 6].

В современных МЛЭ применяется цифровая обработка сигналов, выполняемая при помощи микропроцессоров и программируемых логических интегральных схем. Наиболее ресурсоемкой процедурой при обработке сигналов в МЛЭ является цифровое формирование характеристик направленности (ЦФХН), в ходе которого из сигналов, принятых элементами антенной решетки приемника (будем называть их сигналами элементарных каналов), получают сигналы пространственных каналов [7, 8].

Для обработки узкополосных сигналов широко применяется вычислительно эффективный алгоритм ЦФХН в спектральной области на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) по пространству [9–12]. Целью проведенного исследования было определение условий применимости указанного алгоритма ЦФХН при обработке относительно широкополосных сигналов.

Геометрия задачи. Ниже для упрощения задачи рассматривается случай двумерной задачи локации, который может быть обобщен на случай трехмерной задачи.

На рис. 1 представлена геометрия задачи.

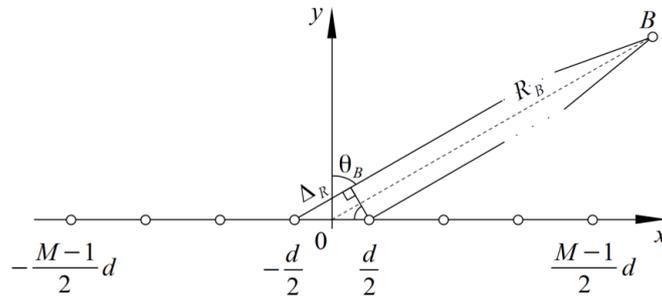


Рис. 1. Прием сигнала, отраженного от объекта в точке B, элементами линейной эквидистантной антенной решетки

Объект в точке B с полярными координатами R_B , θ_B находится в дальней зоне антенной решетки (АР) приемника МЛЭ с фазовым центром в начале координат. Ненаправленная антенна передатчика расположена в начале координат (на рис. 1 не показана) и излучает зондирующий импульсный сигнал

$$s(t) = A(t)\cos(\omega_0 t + \psi(t)), 0 \leq t \leq t_{\text{и}}, \quad (1)$$

где $A(t)$ – огибающая сигнала (закон внутриимпульсной амплитудной модуляции);

ω_0 – несущая частота;

$\psi(t)$ – закон внутриимпульсной угловой модуляции;

$t_{\text{и}}$ – длительность импульса.

АР приемника содержит M ненаправленных элементов, расположенных на равных расстояниях d (на рис. 1 M четное).

Формирование характеристик направленности методом задержки и сложения. Введем обозначение для отраженного сигнала в начале координат:

$$\begin{aligned} x_B(t) &= s(t - \tau_B) = A(t - \tau_B)\cos(\omega_0(t - \tau_B) + \psi(t - \tau_B)) = \\ &= A(t - \tau_B)\cos(\omega_0 t + \psi(t - \tau_B) - \omega_0 \tau_B), \end{aligned} \quad (2)$$

где τ_B – запаздывание отраженного сигнала, вернувшегося в начало координат.

Отраженный сигнал принимается каждым элементом АР. Точка B находится в дальней зоне АР [13], поэтому линии, соединяющие точку B с каждым из элементов АР, можно считать приблизительно параллельными. При этом разность хода Δ_R между соседними элементами составляет

$$\Delta_R = d\sin\theta_B. \quad (3)$$

Сигнал, принятый m -м элементом АР:

$$x_m(t) = x_B(t + \tau_m) = A(t - \tau_B + \tau_m)\cos(\omega_0 t + \psi(t - \tau_B + \tau_m) - \omega_0 \tau_B - \tau_m), \quad (4)$$

где $m = 0, 1, 2, \dots, M - 1$ – номер элемента АР;

$\tau_m = \left(m - \frac{M-1}{2}\right) \frac{d}{c} \sin\theta_B$ – задержка сигнала $x_B(t)$ относительно сигнала $x_m(t)$,
 c – скорость распространения колебаний.

Для формирования характеристики направленности (ХН) АР с максимумом в направлении θ_B необходимо скомпенсировать задержки τ_m и сложить полученные сигналы. Таким образом, сигнал в пространственном канале определяется выражением:

$$x_{\Pi}(t, \theta_B) = \sum_{m=0}^{M-1} x_m(t - \tau_m) = Mx_B(t). \quad (5)$$

Сумма задержанных сигналов (5) эквивалентна сумме в спектральной области следующего вида:

$$X_{\Pi}(j\omega, \theta_B) = \sum_{m=0}^{M-1} X_m(j\omega) e^{-j\omega\tau_m} = MX_B(j\omega), \quad (6)$$

где $X_m(j\omega) = \int_0^{t_n} x_m(t) e^{-j\omega t} dt = \mathcal{F}\{x_m(t)\}$ – спектральная плотность (прямое преобразование Фурье) сигнала в m -м элементарном канале;

$X_B(j\omega) = \mathcal{F}\{x_B(t)\}$, $X_{\Pi}(j\omega, \theta_B) = \mathcal{F}\{x_{\Pi}(t, \theta_B)\}$ – спектральные плотности сигналов $x_B(t)$ и $x_{\Pi}(t, \theta_B)$ соответственно.

При квадратурной обработке формирование ХН выполняется не по сигналам в элементарных каналах (4), а по их комплексным огибающим [14-16]:

$$\dot{A}_{\Pi}(t, \theta_B) = \sum_{m=0}^{M-1} \dot{A}_m(t - \tau_m) e^{-j\omega_0\tau_m} = M\dot{A}_B(t), \quad (7)$$

где $\dot{A}_{\Pi}(t, \theta_B)$ – комплексная огибающая сигнала (5);

$\dot{A}_m(t) = A(t - \tau_B + \tau_m) e^{j\psi(t - \tau_B + \tau_m)} e^{-j\omega_0(\tau_B - \tau_m)}$ – комплексная огибающая сигнала (4);

$\dot{A}_B(t) = A(t - \tau_B) e^{j\psi(t - \tau_B)} e^{-j\omega_0\tau_B}$ – комплексная огибающая сигнала (2).

Эквивалентные преобразования в спектральной области:

$$X_{A,\Pi}(j\omega, \theta_B) = \sum_{m=0}^{M-1} X_{A,m}(j\omega) e^{-j\omega\tau_m} e^{-j\omega_0\tau_m} = MX_{A,B}(j\omega), \quad (8)$$

где $X_{A,\Pi}(j\omega, \theta_B) = \mathcal{F}\{\dot{A}_{\Pi}(t, \theta_B)\}$, $X_{A,m}(j\omega, \theta_B) = \mathcal{F}\{\dot{A}_m(t, \theta_B)\}$, $X_{A,B}(j\omega, \theta_B) = \mathcal{F}\{\dot{A}_B(t, \theta_B)\}$.

Выражения (7) и (8) являются математическим описанием формирования ХН методом задержки и сложения во временной и в спектральной области соответственно. При использовании цифровой обработки сигналов формирование ХН во временной области возможно лишь для дискретного набора задержек τ_m , кратных периоду дискретизации, поэтому чаще применяется ЦФХН в спектральной области.

Метод задержки и сложения применим как для узкополосных, так и для широкополосных сигналов, а также позволяет произвольно задавать направление максимума ХН. Существенным недостатком метода является чрезмерная вычислительная сложность при работе с веером из большого числа ХН.

Формирование характеристик направленности на основе БПФ по пространству. Если зондирующий сигнал узкополосный, выражение (8) может быть упрощено, так как задержку по времени можно не учитывать, выполняя только поворот фазы на $-\omega_0\tau_m$:

$$X_{A,\Pi}(j\omega, \theta_B) \approx \sum_{m=0}^{M-1} X_{A,m}(j\omega) e^{-j\omega_0\tau_m}. \quad (9)$$

Производя подстановку $\tau_m = \left(m - \frac{M-1}{2}\right) \frac{d}{c} \sin\theta_B$, представим выражение (9) в виде:

$$X_{A,\Pi}(j\omega, \theta_B) \approx \sum_{m=0}^{M-1} X_{A,m}(j\omega) e^{-j\omega_0 \left(m - \frac{M-1}{2}\right) \frac{d}{c} \sin\theta_B}. \quad (10)$$

Как правило, шаг АР выбирается равным половине длины волны λ : $d = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f_0}$ – так как при этом обеспечивается наибольший размер антенны при отсутствии побочных максимумов ХН. При этом множители в показателе экспоненты сокращаются:

$$\omega_0 \frac{d}{c} = 2\pi f_0 \frac{c}{2f_0 c} = \pi, \quad (11)$$

тогда приведем (10) к виду:

$$\begin{aligned} X_{A,\Pi}(j\omega, \theta_B) &\approx \sum_{m=0}^{M-1} X_{A,m}(j\omega) e^{-j\pi(m-\frac{M-1}{2})\sin\theta_B} = \\ &= e^{j\pi\frac{M-1}{2}\sin\theta_B} \sum_{m=0}^{M-1} X_{A,m}(j\omega) e^{-j\pi m\sin\theta_B}. \end{aligned} \quad (12)$$

Структура суммы в (12) соответствует вычислению одного отсчета дискретного преобразования Фурье (ДПФ) по пространству, поэтому вычисления могут быть произведены по алгоритму Герцеля (для следящих систем) [17] или по алгоритму БПФ (для формирования статичного веера ХН) [18, 19].

Далее рассмотрим применение БПФ и определим направления максимумов ХН статичного веера. При ЦФХН БПФ по пространству выполняется над массивами отсчетов БПФ по времени, которые соответствуют дискретной сетке частот ω_k :

$$\omega_k = \begin{cases} \frac{2\pi k F_D}{N}, 0 \leq k < \frac{N}{2}; \\ \frac{2\pi(k-N)F_D}{N}, \frac{N}{2} \leq k \leq N-1, \end{cases} \quad (13)$$

где $k = 0, 1, 2, \dots, N$ – номер отсчета БПФ по времени;

N – размер массива БПФ по времени;

F_D – частота дискретизации в герцах.

Для упрощения выражений далее будет использоваться непрерывная частота ω . Чтобы получить расчетные формулы, достаточно произвести замену непрерывной частоты ω на ω_k .

БПФ по пространству определяется выражением:

$$X_{A,\Pi}(j\omega, l) = \sum_{m=0}^{M-1} X_{A,m}(j\omega) e^{-j\frac{2\pi ml}{M}}, l = 0, 1, 2, \dots, M-1. \quad (14)$$

Сравнение выражений (14) и (12) позволяет составить уравнение для определения направления θ_l ХН в каждом из пространственных каналов:

$$\frac{2l}{M} = \sin\theta_l. \quad (15)$$

Решения уравнения (15) имеют вид:

$$\theta_l = \arcsin\left(\frac{2l}{M}\right) \quad (16)$$

и существуют только при $\left|\frac{2l}{M}\right| \leq 1$, что не выполняется при $l > \frac{M}{2}$. Для определения направления максимума ХН в пространственных каналах с номерами $l > \frac{M}{2}$ следует воспользоваться свойством периодичности БПФ по аналогии с выражением (13):

$$\theta_l = \begin{cases} \arcsin\left(\frac{2l}{M}\right), 0 \leq l < \frac{M}{2}, \\ \arcsin\left(\frac{2(l-M)}{M}\right), \frac{M}{2} \leq l \leq M-1. \end{cases} \quad (17)$$

Из выражения (17) следует, что первая половина пространственных каналов соответствует ХН с нарастающими отклонениями с положительными значениями θ_l (правая половина веера), а вторая половина пространственных каналов соответствует ХН с нарастающими (убывающими по модулю) отрицательными отклонениями θ_l (левая половина веера).

Достоинством метода ЦФХН на основе БПФ по пространству является существенное (на порядки) снижение вычислительных затрат. Недостатками являются неравномерное распределение направлений ХН веера и применимость лишь для узкополосных сигналов. Последнее ограничение приводит к потерям при использовании относительно широкополосных сигналов. С ростом отклонения ХН от нормали расширяется её главный лепесток и уменьшается его величина (ухудшается отношение сигнал/шум).

Далее для краткости метод ЦФХН на основе БПФ по пространству будем называть быстрым методом ЦФХН. Исследуем его влияние на величину максимума ХН при использовании относительно широкополосных сигналов.

Анализ условий применимости быстрого метода ЦФХН. Для выполнения приближенного равенства (9) необходимо и достаточно, чтобы в выражении (8) в полосе сигнала множитель, отсутствующий в (9), был приблизительно равен единице:

$$e^{-j\omega\tau_m} = e^{-j\omega\left(m - \frac{M-1}{2}\right)\frac{d}{c}\sin\theta_l} \approx 1, \quad -\frac{\Delta\omega}{2} \leq \omega \leq \frac{\Delta\omega}{2}, \quad (18)$$

где $\Delta\omega$ – полоса зондирующего сигнала.

Приближенное равенство (18) выполняется при условии:

$$\left| \omega \left(m - \frac{M-1}{2} \right) \frac{d}{c} \sin\theta_l \right| \ll \pi, \quad -\frac{\Delta\omega}{2} \leq \omega \leq \frac{\Delta\omega}{2}. \quad (19)$$

При выборе $d = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f_0}$, переходя к полосе частот в герцах путем замены $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$, получим:

$$\frac{2\pi\Delta f}{2} \frac{M-1}{2} \frac{c}{2f_0c} \sin\theta_l \ll \pi. \quad (20)$$

Сокращая дроби и оставляя в левой части только параметры зондирующего сигнала, получим из (20) выражение:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \ll \frac{4}{(M-1)\sin\theta_l}. \quad (21)$$

В соответствии с (21) допустимая относительная полоса сигнала обратно пропорциональна числу элементов АР и углу отклонения луча ХН. Приведем пример для типового наибольшего отклонения ХН веера $\theta_l = 60^\circ$ ($\sin\theta_l = \frac{\sqrt{3}}{2}$) и АР из 64 элементов:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \ll \frac{8}{(64-1)\sqrt{3}} \approx 0,073, \quad (22)$$

таким образом, при использовании АР из 64 элементов и электронном отклонении луча на 60° быстрый метод ЦФХН даст результат, близкий к методу задержки и сложения, если относительная полоса сигнала много меньше 0,073.

Выражение (21) дает лишь качественное представление об условиях применимости быстрого метода ЦФХН, при этом не учитывается форма сигнала и его спектра. Получим выражение для оценки уменьшения величины максимума ХН при использовании быстрого метода ЦФХН. Расчет выполним для упрощенной структурной схемы МЛЭ, показанной на рис. 2.

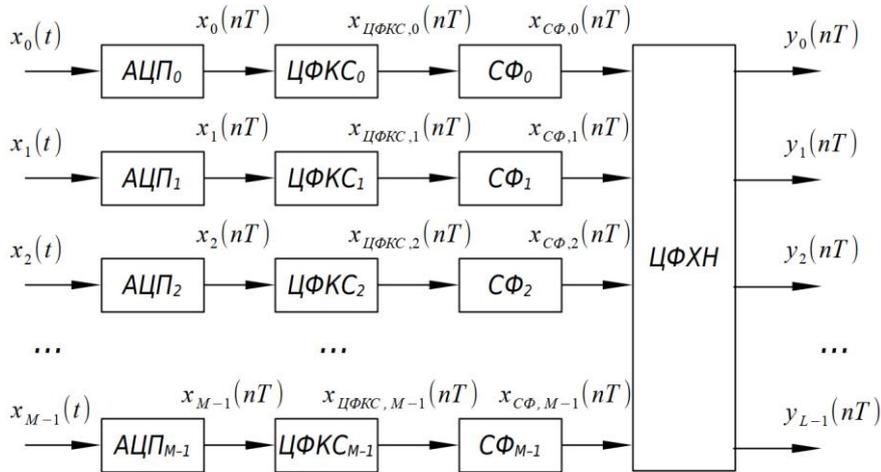


Рис. 2. Упрощенная структурная схема МЛЭ

Сигналы элементарных каналов подаются на аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Полученные на их выходах цифровые сигналы с частотой дискретизации $F_d = 1/T$ подаются на входы цифровых формирователей квадратурных составляющих (ЦФКC), которые выполняют выделение комплексной огибающей. Полученные комплексные сигналы подаются на согласованные фильтры (СФ), которые согласованы с комплексной огибающей излученного сигнала. Отклики всех СФ подаются на цифровой формирователь характеристик направленности, который выполняет БПФ сигнала по времени в каждом элементарном канале, а затем выполняет БПФ по пространству в соответствии с выражением (14). Полученные спектральные отсчеты для каждого из L пространственных каналов подвергаются обратному БПФ по времени для получения отсчетов сигналов пространственных каналов. Количество пространственных каналов L в общем случае может превышать количество элементарных каналов M – для этого перед выполнением БПФ по пространству производится дополнение массива $L - M$ нулевыми отсчетами.

Из теории сигналов известно, что отклик СФ на воздействие в виде комплексной огибающей зондирующего сигнала совпадает по форме с корреляционной функцией комплексной огибающей зондирующего сигнала. Считая, что точка B неподвижна относительно антенны МЛЭ и не учитывая влияние помех, представим отклик m -го СФ в виде:

$$x_{СФ,m}(nT) \approx a \dot{R}_A(nT - \tau_B + \tau_m - t_n) e^{-j\omega_0(\tau_B - \tau_m)}, \quad (23)$$

где a – константа, учитывающая все факторы, изменяющие уровень отраженного сигнала относительно излученного сигнала (затухание в среде, силу цели, несимметричные коэффициенты передачи узлов и др.);

$\dot{R}_A(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{A}(t) \dot{A}^*(t - \tau) dt$ – корреляционная функция комплексной огибающей зондирующего сигнала (« $\dot{}$ » означает комплексное сопряжение).

Знак приближенного равенства в (23) учитывает, что СФ является дискретным фильтром, и отсчеты на его выходе незначительно отличаются от дискретных отсчетов корреляционной функции $\dot{R}_A(\tau)$. В дальнейших выражениях этими различиями будем пренебрегать для упрощения формул.

Формирование ХН для l -го пространственного канала по формуле (7) приведет к компенсации задержек $\tau_{m,l} = \left(m - \frac{M-1}{2}\right) \frac{d}{c} \sin\theta_l$, умножению отклика каждого СФ (23) на фазовый множитель $e^{-j\omega_0\tau_{m,l}}$ и сложению результатов:

$$\begin{aligned} y_l(nT) &= \sum_{m=0}^{M-1} x_{\text{СФ},m}(nT - \tau_{m,l}) e^{-j\omega_0\tau_{m,l}} = \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} a \dot{R}_A(nT - \tau_B + \tau_{m,l} - t_n - \tau_{m,l}) e^{-j\omega_0(\tau_B - \tau_{m,l})} e^{-j\omega_0\tau_{m,l}} = \\ &= a \sum_{m=0}^{M-1} \dot{R}_A(nT - \tau_B - t_n) e^{-j\omega_0\tau_B} = Ma \dot{R}_A(nT - \tau_B - t_n) e^{-j\omega_0\tau_B}. \end{aligned} \quad (24)$$

Пиковое значение модуля сигнала (24) наблюдается в момент $nT = \tau_B + t_n$ и определяется энергией зондирующего сигнала:

$$|y_l(\tau_B + t_n)| = 2MaE_s. \quad (25)$$

Коэффициент 2 в выражении (25) учитывает, что максимум модуля корреляционной функции комплексной огибающей сигнала равен энергии комплексной огибающей, которая, в свою очередь, равна удвоенной энергии узкополосного сигнала.

Вероятность того, что значение $\tau_B + t_n$ окажется кратным периоду дискретизации T , стремится к нулю, поэтому пиковое значение модуля сигнала (24) в общем случае несколько меньше, чем правая часть (25). Для упрощения выражений здесь и ниже влияние дискретности времени не учитывается, что справедливо, если частота дискретизации достаточно велика.

Формирование ХН по формуле (9) эквивалентно умножению отклика каждого СФ (23) на фазовый множитель $e^{-j\omega_0\tau_{m,l}}$ и сложению результатов:

$$\begin{aligned} y_l(nT) &= \sum_{m=0}^{M-1} x_{\text{СФ},m}(nT) e^{-j\omega_0\tau_{m,l}} = \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} a \dot{R}_A(nT - \tau_B + \tau_{m,l} - t_n) e^{-j\omega_0(\tau_B - \tau_{m,l})} e^{-j\omega_0\tau_{m,l}} = \\ &= a \sum_{m=0}^{M-1} \dot{R}_A(nT - \tau_B + \tau_{m,l} - t_n) e^{-j\omega_0\tau_B}. \end{aligned} \quad (26)$$

Если все $|\tau_{m,l}|$ много меньше ширины главного лепестка корреляционной функции $\dot{R}_A(\tau)$, то пиковое значение модуля сигнала (26) также наблюдается в момент $nT = \tau_B + t_n$ и определяется выражением:

$$|y_l(\tau_B + t_n)| = \left| a \sum_{m=0}^{M-1} \dot{R}_A(\tau_{m,l}) \right|. \quad (27)$$

Поделив правую часть (27) на правую часть (25), получим ослабление максимума отклоненной на θ_l ХН, которое обусловлено применением быстрого метода ЦФХН:

$$K(\theta_l) = \frac{1}{2ME_s} \left| \sum_{m=0}^{M-1} \dot{R}_A(\tau_{m,l}) \right| = \frac{1}{2ME_s} \left| \sum_{m=0}^{M-1} \dot{R}_A \left(\left[m - \frac{M-1}{2} \right] \frac{d}{c} \sin\theta_l \right) \right|. \quad (28)$$

Анализ выражения (28) показывает, что ослабление тем значительнее, чем быстрее меняется $\dot{R}_A(\tau)$ (т.е. чем больше относительная полоса сигнала), чем больше элементов АР и чем выше угол θ_l отклонения ХН от нормали к плоскости расположения АР.

При цифровой согласованной фильтрации, как правило, выполняется весовая обработка в спектральной области для подавления боковых лепестков отклика СФ [20]. Умножению спектральной плотности отклика СФ на окно $w(\omega)$ соответствует свертка отклика СФ с обратным преобразованием Фурье от окна. Отклик СФ с учетом весовой обработки принимает вид:

$$\tilde{x}_{\text{CF},m}(nT) = a\tilde{R}_A(nT - \tau_B + \tau_m - t_n)e^{-j\omega_0(\tau_B - \tau_m)}, \quad (29)$$

Где $\tilde{R}_A(nT - \tau_B + \tau_m - t_n) = \tilde{R}_A(nT - \tau_B + \tau_m - t_n) * W(nT)$ – свертка,

$W(nT) = \mathcal{F}^{-1}\{w(\omega)\}$ – обратное преобразование Фурье от окна.

Весовая обработка приводит к уменьшению пикового значения отклика СФ, поэтому в выражении (28) следует дополнить знаменатель:

$$\tilde{K}(\theta_l) = \frac{1}{2ME_s\langle w \rangle} \left| \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{R}_A \left(\left[m - \frac{M-1}{2} \right] \frac{d}{c} \sin\theta_l \right) \right|, \quad (30)$$

где $\langle w \rangle = \frac{1}{\Delta\omega} \int_{-\Delta\omega/2}^{\Delta\omega/2} w(\omega) d\omega$ – среднее значение весовой функции.

Добавление множителя $\langle w \rangle$ обеспечивает сравнение максимума ХН, полученной быстрым методом ЦФХН, с максимумом ХН, полученной методом задержки и сложения при использовании той же оконной функции $w(\omega)$ для весовой обработки спектра отклика СФ.

Результаты экспериментов. На рисунке 3, а и б приведены соответственно результаты расчетов по формулам (28) и (30) для зондирующего ЛЧМ-сигнала с прямоугольной огибающей, база сигнала равна 100. Расстояние между элементами АР равно половине длины волны, ХН отклонена на 60° от нормали.

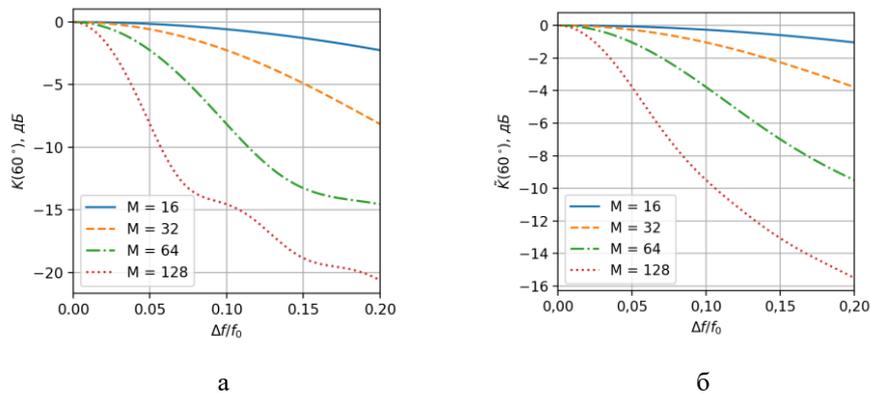


Рис. 3. Зависимости ослабления максимума ХН от относительной полосы сигнала при отклонении от нормали на 60° для разных M : а – без весовой обработки в спектральной области; б – с весовой обработкой в спектральной области окном Хэмминга

Приведенные результаты показывают, что весовая обработка в спектральной области уменьшает потери, вызванные применением быстрого метода ЦФХН.

Например, считая приемлемым ослабление сигнала в пространственном канале на 6 дБ, по графикам определим, что в отсутствие весовой обработки для АР из 64 элементов допустимо применение сигнала с относительной полосой не более 0,07. При использовании весовой обработки окном Хэмминга относительная полоса может быть расширена до 0,13, то есть почти вдвое. Такой результат может быть объяснен тем, что весовая обработка приводит к искусственному сужению спектра отклика СФ.

Следует отметить, что весовая обработка приводит к дополнительному уменьшению пикового значения отклика СФ. В случае окна Хэмминга – примерно на 5,35 дБ. Поэтому без введения в знаменатель выражения (30) множителя $\langle w \rangle$ все графики на рис. 3,б лежали бы на 5,35 дБ ниже.

Заключение. В ходе исследования установлено качественное условие применимости быстрого метода ЦФХН для зондирующего сигнала с заданной относительной шириной спектра. Также получены аналитические выражения, позволяющие исследовать зависимость уменьшения максимума ХН от следующих параметров:

- ◆ отклонение луча от нормали к плоскости расположения АР;
- ◆ числа элементов АР;
- ◆ расстояния между элементами АР;
- ◆ относительной ширины спектра зондирующего сигнала;
- ◆ вида оконной функции, используемой для весовой обработки с целью снижения уровня боковых лепестков отклика СФ.

Получены зависимости ослабления максимума ХН, отклоненной на 60° от нормали, от относительной ширины спектра прямоугольного ЛЧМ-импульса с базой 100 при различных размерах АР для СФ без весовой обработки и для СФ с весовой обработкой окном Хэмминга в спектральной области.

Полученные результаты могут быть полезны при проектировании МЛЭ для поиска параметров зондирующего сигнала и АР приемника, обеспечивающих требования к разрешению по дальности и углу.

Приведенные выражения и экспериментальные результаты для двумерной задачи могут быть обобщены на случай локации в трехмерном пространстве.

Помимо ослабления максимума ХН, при исследовании пределов применимости быстрого метода ЦФХН могут быть использованы и другие критерии: расширение главного лепестка ХН, отклонение максимума ХН от расчетного положения. Однако их аналитическое исследование существенно более трудоемко, поэтому предпочтительнее использовать численное моделирование МЛЭ.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Катенин В.А., Бойков А.В., Чернухо Г.С., Катенин А.В. Теория, устройство и способы использования многолучевого эхолота: учеб. пособие. – М.: Московская государственная академия водного транспорта, 2013. – 202 с.
2. Zhou T., Li S., Li H. and Yin L. Application of aperture extrapolation beamformer in multibeam bathymetric sonar // IEEE 10th International Conference on Signal Processing Proceedings. – 2010. – P. 2349-2352.
3. Jung J., Park J., Choi J. and Choi H. Terrain Based Navigation for an Autonomous Surface Vehicle with a Multibeam Sonar // OCEANS 2019 – Marseille. – 2019. – P. 1-4.
4. Маркович И.И., Душенов Ю.В. Применение поисковых многолучевых гидроакустических средств с цифровой пространственно-временной обработкой сигналов в амфибийной авиации // Гидроавиасалон-2014: X международная научная конференция по гидроавиации, сборник докладов, Геленджик, 05–06 сентября 2014 года. – Геленджик: Издательский отдел ЦАГИ, 2014. – С. 231-237.
5. Маркович И.И. Цифровая обработка сигналов в системах и устройствах. – Ростов-на-Дону: ЮФУ, 2012. – 234 с.
6. Кривцов А.П., Смольянинов И.В. Алгоритм коррекции эхо-сигналов в многолучевом эхолоте с ЛЧМ зондирующим сигналом // Журнал радиоэлектроники. – 2020. – № 2. – С. 9.
7. Зайцев А.А., Маркович И.И. Цифровая пространственно-временная обработка гидроакустических сигналов в многолучевых эхолотах и впередсмотрящих локаторах // Фундаментальная наука – военно-морскому флоту: Матер. круглого стола в рамках VI Международного военно-морского салона (МВМС-2013), Москва, 02 июля 2013 года. – М.: Рекламно-издательский центр "Техносфера", 2014. – С. 203-218.
8. Маркович И.И. Цифровая пространственно-временная обработка сигналов в многолучевом гидролокаторе морского подводного робототехнического комплекса // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2019. – № 1 (203). – С. 239-248.
9. Knight W.C., Pridham R.G. and Kay S.M. Digital signal processing for sonar // in Proceedings of the IEEE. – Nov. 1981. – Vol. 69, No. 11. – P. 1451-1506.

10. Okino M. and Higashi Y. Measurement of seabed topography by multibeam sonar using CFFT // in IEEE Journal of Oceanic Engineering. – October 1986. – Vol. 11, No. 4. – P. 474-479.
11. Shah G.S. and Talukdar K.K. A study of enhanced signal processing on multibeam bathymetric data // Oceans '99. MTS/IEEE. Riding the Crest into the 21st Century. Conference and Exhibition. Conference Proceedings (IEEE Cat. No.99CH37008). – 1999. – Vol. 2. – P. 904-909.
12. Barbu M., Kaminsky E.J., & Trahan R.E. (n.d.). Fractional Fourier Transform for Sonar Signal Processing // Proceedings of OCEANS 2005 MTS/IEEE.
13. Зарайский В.А., Тюрин А.М. Теория гидролокации. – Л.: ВМА, 1973. – 604 с.
14. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для студентов вузов, обучающихся по направлению подготовки "Радиотехника". – 5-е изд., испр. – М.: Дрофа, 2006. – 719 с.
15. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов по специальности "Радиотехника". – 5-е изд., стер. – М.: Высшая школа, 2005 (ГУП Смол. обл. тип. им. В.И. Смирнова). – 462 с.
16. Федосов В.П. Радиотехнические цепи и сигналы: для самостоятельного изучения: учеб. пособие. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2004. – 208 с.
17. Maranda B. Efficient digital beamforming in the frequency domain // The Journal of the Acoustical Society of America. – 1989. – Vol. 86 (5). – P. 1813-1819.
18. Рабинер Л., Гоулд Р. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978.
19. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Изд-во «Питер», 2002. – 608 с.
20. Маркович И.И. Алгоритм цифровой пространственно-временной обработки сигналов локатора препятствий с измерением скорости и направления движения подводных объектов // Суперкомпьютерные технологии (СКТ-2018): Матер. 5-й Всероссийской научно-технической конференции: в 2-х т. Ростов-на-Дону, 17–22 сентября 2018 года. – Ростов-на-Дону: ЮФУ, 2018.

REFERENCES

1. Katenin V.A., Boykov A.V., Chernukho G.S., Katenin A.V. Teoriya, ustroystvo i sposoby ispol'zovaniya mnogoluchevogo ekholota: ucheb. posobie [Theory, device and methods of using a multipath echo sounder: textbook]. Moscow: Moskovskaya gosudarstvennaya akademiya vodnogo transporta, 2013, 202 p.
2. Zhou T., Li S., Li H. and Yin L. Application of aperture extrapolation beamformer in multibeam bathymetric sonar, *IEEE 10th International Conference on Signal Processing Proceedings*, 2010, pp. 2349-2352.
3. Jung J., Park J., Choi J. and Choi H. Terrain Based Navigation for an Autonomous Surface Vehicle with a Multibeam Sonar, *OCEANS 2019 - Marseille*, 2019, pp. 1-4.
4. Markovich I.I., Dushenin Yu.V. Primenenie poiskovykh mnogoluchevykh gidroakusticheskikh sredstv s tsifrovoy prostranstvenno-vremennoy obrabotkoy signalov v amfibiyonoy aviatsii [Application of search multipath sonar with digital spatial-temporal signal processing in amphibious aviation], *Gidroaviatsalon-2014: X mezhdunarodnaya nauchnaya konferentsiya po gidroaviatsii: Sb. dokladov. Gelendzhik, 05–06 sentyabrya 2014 goda* [Gidroaviatsalon-2014: X International Scientific Conference on hydroaviation: Collection of reports. Gelendzhik, 05-06 September 2014]. Gelendzhik: Izdatel'skiy otdel TsAGI, 2014, pp. 231-237.
5. Markovich I.I. Tsifrovaya obrabotka signalov v sistemakh i ustroystvakh [Digital signal processing in systems and devices]. Rostov-on-Don: YuFU, 2012, 234 p.
6. Krivtsov A.P., Smolyaninov I.V. Algoritm korrektsii ekho-signalov v mnogoluchevom ekholote s LChM zondiruyushchim signalom [Algorithm of correction of echo signals in a multipath echo sounder with an LFM sounding signal], *Zhurnal radioelektroniki* [Journal of Radio Electronics], 2020, No. 2, pp. 9.
7. Zaytsev A.A., Markovich I.I. Tsifrovaya prostranstvenno-vremennaya obrabotka gidroakusticheskikh signalov v mnogoluchevykh ekholotakh i vperedsmotryashchikh lokatorakh [Digital space-time processing of sonar signals in multipath echo sounders and forward-looking locators], *Fundamental'naya nauka – voenno-morskoye flotu: Mater. kruglogo stola v ramkakh VI Mezhdunarodnogo voenno-morskogo salona (MVMS-2013), Moskva, 02 iyulya 2013 goda* [Fundamental Science - to the Navy: Materials of the round table within the framework of the VI International Naval Salon (MVMS-2013), Moscow, July 02, 2013]. Moscow: Reklamno-izdatel'skiy tsentr "Tekhnosfera", 2014, pp. 203-218.

8. *Markovich I.I.* Tsifrovaya prostranstvenno-vremennaya obrabotka signalov v mnogoluchevom gidrolokatore morskogo podvodnogo robototekhnicheskogo kompleksa [Digital spatiotemporal signal processing in a multipath sonar of a marine underwater robotic complex], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2019, No. 1 (203), pp. 239-248.
9. *Knight W.C., Pridham R.G. and Kay S.M.* Digital signal processing for sonar, in *Proceedings of the IEEE*, Nov. 1981, Vol. 69, No. 11, pp. 1451-1506.
10. *Okino M. and Higashi Y.* Measurement of seabed topography by multibeam sonar using CFFT, in *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, October 1986, Vol. 11, No. 4, pp. 474-479.
11. *Shah G.S. and Talukdar K.K.* A study of enhanced signal processing on multibeam bathymetric data, *Oceans '99. MTS/IEEE. Riding the Crest into the 21st Century. Conference and Exhibition. Conference Proceedings (IEEE Cat. No.99CH37008)*, 1999, Vol. 2, pp. 904-909.
12. *Barbu M., Kaminsky E.J., & Trahan R.E. (n.d.)*. Fractional Fourier Transform for Sonar Signal Processing, *Proceedings of OCEANS 2005 MTS/IEEE*.
13. *Zarayskiy V.A., Tyurin A.M.* Teoriya gidrolokatsii [The theory of sonar]. Leningrad: VMA, 1973, 604 p.
14. *Gonorovskiy I.S.* Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: ucheb. posobie dlya studentov vuzov, obuchayushchikhsya po napravleniyu podgotovki "Radiotekhnika" [Radio engineering circuits and signals: a textbook for university students studying in the field of training "Radio Engineering"]. 5th ed. Moscow: Drofa, 2006, 719 p.
15. *Baskakov S.I.* Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: ucheb. dlya vuzov po spetsial'nosti "Radiotekhnika" [Radio engineering circuits and signals: a textbook for universities in the specialty "Radio Engineering"]. 5th ed. Moscow: Vysshaya shkola, 2005 (GUP Smol. obl. tip. im. V.I. Smirnova), 462 p.
16. *Fedosov V.P.* Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: dlya samostoyatel'nogo izucheniya: ucheb. Posobie [Radio circuits and signals: for self-study: textbook]. Taganrog: Izd-vo TRTU, 2004, 208 p.
17. *Maranda B.* Efficient digital beamforming in the frequency domain, *The Journal of the Acoustical Society of America*, 1989, Vol. 86 (5), pp. 1813-1819.
18. *Rabiner L., Gould R.* Teoriya i primeneniye tsifrovoy obrabotki signalov [Theory and application of digital signal processing]. Moscow: Mir, 1978.
19. *Sergienko A.B.* Tsifrovaya obrabotka signalov [Digital signal processing]. Saint Petersburg: Izd-vo «Piter», 2002, 608 p.
20. *Markovich I.I.* Algoritm tsifrovoy prostranstvenno-vremennoy obrabotki signalov lokatora prepyatstviy s izmereniyem skorosti i napravleniya dvizheniya podvodnykh ob"ektov [Algorithm of digital spatiotemporal processing of obstacle locator signals with measurement of speed and direction of movement of underwater objects], *Superkomp'yuternye tekhnologii (SKT-2018): Mater. 5-y Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii: v 2-kh t. Rostov-na-Donu, 17–22 sentyabrya 2018 goda* [Supercomputer technologies (SKT-2018): Materials of the 5th All-Russian Scientific and Technical Conference: in 2 vols. Rostov-on-Don, September 17-22, 2018]. Rostov-on-Don: YuFU, 2018.

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

Марьев Александр Александрович – Южный федеральный университет; e-mail: aamarev@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +78634371632; кафедра теоретических основ радиотехники; доцент.

Maryev Alexander Alexandrovich – Southern Federal University; e-mail: aamarev@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634371632; the department of fundamentals of radio engineering; associate professor.

Алмашаал Мохаммад Джалаль

К ОЦЕНКЕ ОБЛАСТИ ПРИТЯЖЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ РАВНОВЕСИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Синтез нелинейных систем управления, по-прежнему, является сложной задачей, поэтому многие исследователи пытаются найти эффективные способы и методы решения этой проблемы. В результате таких исследований было разработано несколько методов синтеза систем управления для нелинейных объектов, каждый из которых даёт системы с различными свойствами. Поэтому возникла необходимость сравнить некоторые методы, чтобы определить, какой из них является достаточно простым и позволяет найти нелинейную систему с лучшими свойствами. С этой целью, в данной работе сравниваются допустимые области начальных условий, при которых созданные различными методами нелинейные системы управления являются работоспособными. Рассматриваются два аналитических метода проектирования систем управления различными нелинейными техническими объектами, такими как мобильные роботы и многие другие объекты. Это алгебраический полиномиально-матричный метод, использующий квазилинейную модель, и метод линеаризации обратной связью, использующий приведение заданных нелинейных уравнений объекта к форме Бруновского. Оба рассмотренных метода дают ограниченную область притяжения положения равновесия полученных систем управления, поэтому эти системы могут работать только с ограниченными начальными условиями. В статье приведен численный пример проектирования систем управления для одного объекта этими двумя методами. Оценки областей притяжения равновесия этих систем определяются с помощью MATLAB. В результате установлено, что алгебраический полиномиально-матричный метод позволяет обеспечить большую область допустимых начальных условий, по сравнению с методом линеаризации обратной связью. Кроме того, алгоритм синтеза нелинейных систем управления алгебраическим полиномиально-матричным методом является более простым и полностью выполняется на компьютере. Это позволяет считать, что решение задач проектирования систем управления нелинейными объектами целесообразнее выполнять алгебраическим полиномиально-матричным методом.

Нелинейный объект; ограниченные начальные условия; область притяжения; алгебраический полиномиально-матричный метод; метод линеаризующих обратных связей.

Almashaal Mohammad Jalal

TO ESTIMATION OF ATTRACTION AREA OF EQUILIBRIUM OF NONLINEAR CONTROL SYSTEMS

Designing nonlinear control systems is still difficult so many researchers are trying to find some useful ways and methods to solve this problem. As a result of such research, some methods have been seen trying to design a good enough control system for nonlinear plants. But a disadvantage of these methods is the complexity, so it created a need to compare some methods to determine which one is the easiest method to design a control system for nonlinear plants. It was found a way to compare two methods, which is comparing the regions of initial conditions of the systems which are designed using these methods. Two analytical nonlinear control systems design methods are compared on the example of the design control systems mobile robots. The algebraic polynomial-matrix method uses a quasilinear model, and the feedback linearization method uses particular feedback. Both considered methods give a bounded domain of equilibrium attraction, therefore the obtained control systems can be operated only with bounded initial conditions. The numerical example of designing the control systems for one object by these methods and the estimates of the attraction areas of the system's equilibriums of these systems are given in the paper. As a result of this paper, it was found that using the algebraic polynomial-matrix method will get a bigger cross section of initial conditions of the plant's variable than the same cross section which is given by the feedback linearization method.

Nonlinear plant; bounded initial condition; attraction area; algebraic polynomial-matrix method; linearizing feedbacks method.

Introduction. Real-world systems are inherently nonlinear in nature at least when considered over a wide operating range [1]. Recently, an active interest in the design and analysis of nonlinear control systems has been shown in much research like process control, biomedical engineering, robotics, and spacecraft control [2]. One of the most effective reasons behind the growing interest in nonlinear control includes the need to deal with model uncertainties and design simplicity [3].

A lot of researchers have tried designing an effective nonlinear control. New research has been conducted to simplify the process of designing nonlinear systems using transformation methods [4, 5]. Usually, the nonlinear plant equations are transformed into such forms as the feedback linearization method [4–6], regularization method [7], passivity method [8–10], backstepping method [11], Jordan controlled form method [12], quasilinear model method [13, 14], position control method [15, 16], and others.

The aim of this paper is to find the areas of the initial conditions in which the control systems for one nonlinear plant are still asymptotically stable. In addition to finding a control system that is designed by two analytical methods and making a comparison between them to decide which design method gives a wider area of attraction under initial conditions.

This paper consists of 5 parts. The first is an introduction, the second one is a definition of the algebraic polynomial-matrix (APM) method, which uses the quasilinear model, the third part is a short definition of the feedback linearization method, and the fourth part is devoted to giving an example in order to evaluate the resulted area of attraction which is given by these two methods, and the last part is the conclusion.

Algebraic polynomial-matrix method. This method is used for the design a control system of linear or nonlinear objects of arbitrary order, which are given as quasilinear model and have the form

$$\dot{x} = A(x)x + b(x)u, \quad y = c^T(x)x \quad (1)$$

In this case, the desired control model is given in the form

$$u = u(g, x) = k_0(x)g - k^T(x)x = k_0(x)g - [k_1(x)x_1 + k_2(x)x_2 + \dots + k_n(x)x_n], \quad (2)$$

where $k_i(x)$ are the coefficients of the matrix-row $k^T(x)$ calculated during the design, which are the feedback coefficients on state variables x_i in a closed system, $i = \overline{1, n}$; and $g = g(t)$ is the setting action. Usually, $g(t) = g_0 * 1(t)$ [17, 18].

Substituting (2) into (1) shows that the mathematical model of a closed system will also have the form corresponding to the structure of a quasilinear model, i.e.

$$\dot{x} = D(x)x + k_0(x)b(x)g, \quad (3)$$

where $D(x)$ is also a functional matrix of the same dimension as $A(x)$. The structure of the matrix $D(x)$, as follows from the substitution, is determined by the following expression:

$$D(x) = A(x) - b(x) \cdot k^T(x). \quad (4)$$

For determining $k_i(x)$ are found polynomials which have the form

$$A(p, x) = \det(pE - A(x)) = p^n + \alpha_{n-1}(x)p^{n-1} + \dots + \alpha_1(x)p + \alpha_0(x), \quad (5)$$

$$V_i(p, x) = e_i \cdot \text{Adj}(pE - A(x)) \cdot b(x) = v_{i,n-1}p^{n-1}(x) + \dots + v_{i,1}(x)p + v_{i,0}(x), \quad (6)$$

In these expressions $\alpha_i(x)$ are the coefficients of the characteristic polynomial of the matrix $A(x)$ of the controlled object (1); e_i - i -th row of the identity $n \times n$ -matrix E ;

$\text{Adj}(pE - A(x))$ is the attached matrix; $v_{ij}(x)$ are the coefficients of the polynomials $V_i(p, x)$, $i = \overline{1, n}$, $j = \overline{0, n-1}$.

A polynomial is formed

$$D^*(p) = \prod_{i=1}^n (p - p_i^*) = p^n + \delta_{n-1} p^{n-1} + \delta_{n-2} p^{n-2} + \dots + \delta_1 p + \delta_0. \quad (7)$$

where δ_i are any positive numbers for which the roots of the polynomial $D^*(p)$ are real, distinct and negative. Next, the difference of polynomials $D^*(p)$ and $A(p, x)$ and its coefficients are determined:

$$R(p, x) = D^*(p) - A(p, x) = \bar{\delta}_{n-1} p^{n-1} + \bar{\delta}_{n-2}(x) p^{n-2} + \dots + \bar{\delta}_1(x) p + \bar{\delta}_0(x). \quad (8)$$

A system of algebraic equations is compiled:

$$\begin{bmatrix} v_{1,0} & v_{2,0} & \cdots & v_{n,0} \\ v_{1,1} & v_{2,1} & \cdots & v_{n,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ v_{1,n-1} & v_{2,n-1} & \cdots & v_{n,n-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ \vdots \\ k_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\delta}_0 \\ \bar{\delta}_1 \\ \vdots \\ \bar{\delta}_{n-1} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

The matrix $D(x)$ is calculated by use expression (4). The coefficient $k_0(x)$ from (2) is found with condition $y^0 = g_0$ by the formula

$$k_0(x^0) = \frac{-1}{c^T(x^0)D^{-1}(x^0)b(x^0)}, \quad (10)$$

where $x^0 = \lim_{t \rightarrow \infty} x(t)$.

Feedback Linearization method. To apply this method, the equation (1) is represented:

$$\dot{x} = \tilde{A}(x) + b(x)u_2, \quad (11)$$

A controllability matrix has the form in this case

$$U_2 = (b, [\tilde{A}, b], \dots, [\tilde{A}, ad_{\tilde{A}}^{n-1}b]), \quad (12)$$

in expression (12) $ad_{\tilde{A}}^0 b = b$; $ad_{\tilde{A}}^1 b = [\tilde{A}, b] = (\partial b / \partial x)\tilde{A} - (\partial \tilde{A} / \partial x)b$;

$ad_{\tilde{A}}^i b = [\tilde{A}, ad_{\tilde{A}}^{i-1}b]$, is a derivative of vector field b in direction of $\tilde{A}(x)$ [21]. If the determinate of controllability matrix (12) doesn't equal to zero and columns are involute, the transformation $z(x) = T_1(x)$ are determined from conditions

$$\frac{\partial T_1}{\partial x} ad_{\tilde{A}}^i b = 0, \quad i = \overline{0, n-2}, \quad \frac{\partial T_1}{\partial x} ad_{\tilde{A}}^{n-1} b \neq 0. \quad (13)$$

The transformation $z(x)$ allows to find feedback $u_2(x)$, which converts the system (11) into linear Brunovsky form with control v . Then the linear stabilizing control $v = v(z)$ can be determined very easily, and the transformation $z(x)$ will give required control $u_2 = u_2(x) = v(z(x))$.

To evaluate the area of attraction of the equilibrium of nonlinear control systems, we need firstly to design the control, which makes the system asymptotically system. Then max and min of each of the initial conditions of the plant's variables in which the system is still stable determined, to do that, will take an example.

Example. Suppose a pendulum is described as a form [19]

$$A(x) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 5w(x_1) & 0 & 2 \\ 7w(x_1) & 0 & 1 \end{bmatrix}, b(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

where $w(x_1) = x_1^{-1} \sin x_1$; $A(x) = [a_{ij}(x)]$ is a functional $n \times n$ -matrix, $b(x) = [b_i(x)]$ is functional n -vector [21]. To find the stabilizing control for (14) by the considered methods.

Design by using algebraic polynomial-matrix method. According to this method firstly we need to check satisfying of the controllability condition [13]. In this case $\det U_1(x) = -36x_1^{-1} \sin x_1$. So we can find a control system only if $|x_1| < \pi$. The polynomials can be determined as [20]:

$$\begin{aligned} A(p, x) &= \det(pE - A(x)) = p^3 - p^2 + \alpha_1(x)p + \alpha_0(x), \\ V_1(p, x) &= e_1 \text{Adj}(pE - A(x))b = 2p, \\ V_2(p, x) &= e_2 \text{Adj}(pE - A(x))b = 2p^2 \\ V_3(p, x) &= e_3 \text{Adj}(pE - A(x))b = p^2 + 9w(x_1), \end{aligned} \quad (15)$$

where $\alpha_1(x) = -5w(x)$; $\alpha_0(x) = -9w(x)$, e_i is i -th a line of a unit matrix of E .

Let the desirable Hurwitz polynomial $D^*(p) = p^3 + \delta_2^* p^2 + \delta_1^* p + \delta_0^*$ of the matrix $D_1(x) = A(x) - b(x)k^T(x)$ and

$R(p, x) = D^*(p) - A(p, x) = (\delta_2^* + 1)p^2 + (\delta_1^* + 5w(x_1))p + \delta_0^* + 9w(x_1)$. Therefore, polynomials (15) will led to create the algebraic system:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 9w(x_1) \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} k_1(x) \\ k_2(x) \\ k_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_0^* + 9w(x_1) \\ \delta_1^* + 5w(x_1) \\ \delta_2^* + 1 \end{bmatrix}, |x_1| < \pi, \quad (16)$$

where $k_i(x)$ are some nonlinear functions, $i = 1, 2, \dots, n$ [21]. The solution of system (16) gives the required control:

$$u_1(x) = -[0, 5\delta_1^* + 2, 5w(x_1)]x_1 - [0, 5\delta_2^* - \delta_0^* / 18w(x_1)]x_2 - [1 + \delta_0^* / 9w(x_1)]x_3, |x_1| < \pi.$$

Design by using feedback linearization method. According to this method, here $\tilde{A}(x) = [x_2 \quad 5 \sin x_1 + 2x_3 \quad 7 \sin x_1 + x_3]^T$, $b(x) = [0 \quad 2 \quad 1]^T$. To find the transformation $z(x)$ we need first to find the controllability matrix $U_2 = (b \quad ad_A^1 b \quad ad_A^2 b) = (b \quad [\tilde{A}, b] \quad [\tilde{A}, [\tilde{A}, b]])$. In this case

$$ad_{\tilde{A}}^1 b = (\partial b / \partial x) \tilde{A} - (\partial \tilde{A} / \partial x) \cdot b = [-2 \quad -2 \quad -1]^T. \quad (17)$$

$$\begin{aligned} ad_{\tilde{A}}^2 b &= ad_{\tilde{A}}(ad_{\tilde{A}}^1 b) = (\partial(ad_{\tilde{A}}^1 b) / \partial x) \tilde{A}(x) - (\partial \tilde{A} / \partial x) ad_{\tilde{A}}^1 b = \\ &= [2 \quad 10 \cos x_1 + 2 \quad 14 \cos x_1 + 1]^T. \end{aligned} \quad (18)$$

According to (17), (18), the controllability matrix has form

$$U_2(x) = \begin{bmatrix} 0 & -2 & 2 \\ 2 & -2 & 10\cos x_1 + 2 \\ 1 & -1 & 14\cos x_1 + 1 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

The $\det U_2 = 36 \cos x_1$ and columns of the matrix (19) form an involute set, i.e. the controllability condition is satisfied if only $|x_1| < \pi/2$ [20].

Now we can define the transformation $z(x) = T(x) = [T_1(x) \ T_2(x) \ T_3(x)]^T$ starting from the function $T_1(x)$; this function is determined in [20]:

$$T_{1x}(x) b = 2 T_{1,x2} + T_{1,x3} = 0, \quad (20)$$

$$T_{1x}(x) ad_{\tilde{A}} b = -2 T_{1,x1} - 2 T_{1,x2} - 2 T_{1,x3} = 0, \quad (21)$$

$$T_{1x}(x) ad_{\tilde{A}}^2 b = -2 T_{1,x1} + (10 \cos x_1 + 2) T_{1,x2} + (14 \cos x_1 + 1) T_{1,x3} \neq 0. \quad (22)$$

The conditions (20), (21) and (22) are used to define the function $T_1(x) = T_1(x_1, x_2, x_3)$ which can be any function that satisfies these three conditions [20]. From the conditions (20) we can say that $T_1(x)$ depends only on x_2 and x_3 . On the basis of a condition (21), (22) it is possible to accept $T_1(x) = x_2 - 2x_3 = z_1$ as the simplest function.

The function $T_{2x}(x)$ is defined from expression $T_2(x) = T_{1x} \tilde{A}(x) = -9 \sin x_1 = z_2$. Similarly, $T_{3x}(x)$ can be defined by expression: $T_3(x) = T_{2x} \tilde{A}(x) = -9x_2 \cos x_1 = z_3$. It will easily be convinced that the transformation

$$z(x) = T(x) = \begin{bmatrix} x_2 - 2x_3 \\ -9 \sin x_1 \\ -9x_2 \cos x_1 \end{bmatrix} \quad (23)$$

transforms the equation (11) where $\tilde{A}(x) = [x_2 \ 5 \sin x_1 + 2x_3 \ 7 \sin x_1 + x_3]^T$, $b(x) = [0 \ 2 \ 1]^T$ into the linear equation of Brunovsky form:

$$\dot{z} = [z_2 \ z_3 \ v]^T. \quad (24)$$

Control $v(z)$ at which the linear system (24) is asymptotically stable evidently has an appearance $v = -\delta_0 z_1 - \delta_1 z_2 - \delta_2 z_3$, at which the equation (24) passes into the equation

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\delta_0 & -\delta_1 & -\delta_2 \end{bmatrix} z. \quad (25)$$

Here the coefficients δ_i are chosen according to the requirements to character and duration of transient of the control system (25).

The desired stabilizing control is obtained in form

$$u_2(x) = \frac{\delta_0(2x_3 - x_2) + 9\delta_1 \sin x_1 + 9\delta_2 x_2 \cos x_1}{18 \cos x_1} + \frac{5}{2} \sin x_1 + x_3 - \frac{x_2^2}{2} \tan x_1, \quad |x_1| < \pi/2. \quad (26)$$

Further, we assert since the transformation $z(x)$ is reversible, i.e. a nonsingular transformation $x(z)$ exists, then the systems (14), (26) are also asymptotically stable ($\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$) if $|x_1(t, x_0)| < \pi/2$.

Modeling the systems using MATLAB with the designed control by using the two methods was shown in [13], and it was noticed that both controls make the system asymptotically stable with a duration of transient not more than 1.6 sec. Apparently from the stated above expressions the domain of equilibrium attraction of the control systems obtained using the compared methods is bounded that is caused by the controllability conditions of each method. Therefore, these systems can be operated only with bounded initial conditions.

To find the boundary of initial conditions using MATLAB, the region of initial conditions of each control system can be found in which the designed control system is still stable. This region of initial conditions of the control system is designed by the APM method shown in Fig. 1,a, and Fig. 1,b shows the same region of initial conditions of the system is designed using the feedback linearization method.

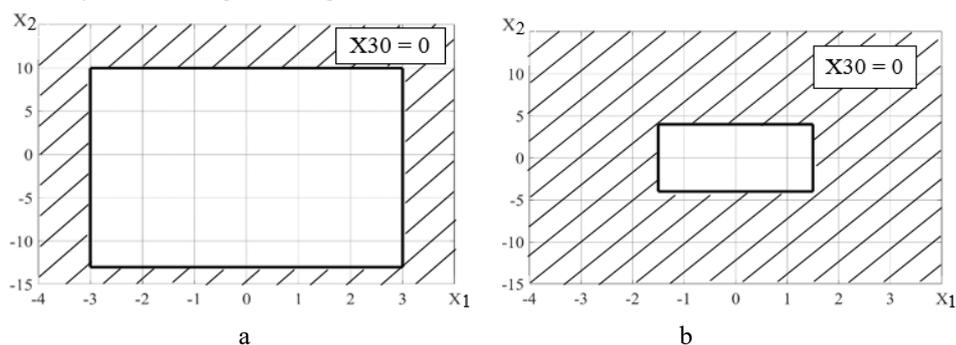


Fig. 1. Cross section of region of initial conditions given by the compared methods

It is noticed that the cross section of a region of initial conditions of the system which is designed by APM method is bigger about 6 times than the same region of the designed system using feedback linearization method. Also, it can be noticed that the obtained cross section has two dimensions, where the first dimension (x-axis) describes the variable x_1 , also the variable x_2 is described by the second dimension (y-axis) of the cross section, where this cross section was found by determining the maximum value of each variable in which the designed control system makes the system asymptotically stable, while initial condition of the third variables of the system $x_{30}=0$.

Conclusion. As a result of the study, it was found that both methods make it possible to synthesize a control system for nonlinear objects, but only if the condition of object controllability is satisfied. Nonlinear control systems obtained by both methods are asymptotically stable, but they have different regions of attraction of equilibrium. The algebraic polynomial matrix method is simpler than the feedback linearization method. This is due to the fact that the algorithm of the algebraic polynomial-matrix method has certain steps, performing which we get a nonlinear control system, spending less time and effort. At the same time, the feedback linearization method contains steps that require quite complex, but this method doesn't completely define the transformations that must be performed to obtain a mathematical model of the control system in the Brunovsky form. In this paper, it is established that the feedback linearization method leads to a nonlinear control system with a smaller range of acceptable initial conditions for state variables, in which the control system is asymptotically stable. The algebraic polynomial-matrix method gives a large range of initial conditions under which the designed control system is stable. These conclusions follow from the above cross sections of the attraction regions of both systems. In the future, it is supposed to define the region of initial conditions as a region of three-dimensional space, since the systems have an order equal to three.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Iqbal J., Ullah M., Khan S., Baizid K., Cukovic S.* Nonlinear control systems – A brief overview of historical and recent advances // *Nonlinear Engineering*. – 2015. – P. 301-312.
2. *Ajwad S., Iqbal J., Ullah M., Mehmood A.* A systematic review of current and emergent manipulator control approaches // *Frontiers of Mechanical Engineering*. – 2015. – P. 198-210.
3. *Slotine J., Li W.* Applied nonlinear control // Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1991. – P. 1-459.
4. *Isidori A.* Lectures in Feedback Design for Multivariable Systems: Advanced Textbook in Control and Signal Processing. – London, Springer, 2016. – 414 p.
5. *Tuan H.T., Trinh H.A.* Linearized Stability Theorem for Nonlinear Delay Fractional Differential Equations // *IEEE Trans. Automat. Control*. – 2018. – Vol. 63, No. 9. – P. 3180-3186.
6. *Воевода А.А., Филюшов, В.В.* Линеаризация обратной связью // Сб. научных трудов Новосибирского государственного технического университета. – 2016. – № 2 (84). – С. 68-76.
7. *Лукьянов А.Г., Уткин В.И.* Методы сведения уравнений динамических систем к регулярной форме // Автоматика и телемеханика. – 1981. – Т. 4. – С. 5-13.
8. *Madeira D. de S., Adamy J.* Feedback Control of Nonlinear Systems Using Passivity Indices. Proc // IEEE Conference on Control Applications. – Sydney, Australia, 2015. – P. 263-268.
9. *Byrnes S., Isidori A., Willems J.* Passivity, feedback equivalence, and the global stabilization of minimum phase nonlinear systems // *IEEE Transactions on Automatic Control*. – 1991. – Vol. 2, No. 36. – P. 1228-1240.
10. *Xia M., Rahnama A., Wang S., Antsaklis J.* Control Design Using Passivation for Stability and Performance // *IEEE Transactions on control*. – 2018. – Vol. 63, No. 9. – P. 2987-2993.
11. *Ascencio P., T. Astolfi T., T. Parisini T.* Backstepping PDE Design: A Convex Optimization Approach // *IEEE Trans. Automat. Control*. – 2018. – Vol. 63, No. 7. – P. 1943-1958.
12. *Гайдук А.Р.* Синтез нелинейных систем на основе управляемой формы Жордана // Автоматика и телемеханика. – 2006. – № 7. – С. 3-13.
13. *Gaiduk A.R.* Nonlinear Control Systems Design by Transformation Method // *Mekhatronica, Avtomatizatsiya, Upravlenie*. – 2018. – Vol. 19, No. 12. – P. 755-761.
14. *Гайдук А.Р.* К синтезу квазилинейных гурвицевых систем управления // Труды СПИИРАН. – 2019. – Т. 1, т. 18, № 3. – С. 678-705.
15. *Пишихонов В., Медведев М.* Позиционное управление транспортными средствами с многоконтурной адаптацией // Журнал инженерных и прикладных наук. – 2018. – №. 13. – С. 8921-8928.
16. *Капустян С.Г., Орда-Жигулина М.В., Орда-Жигулина Д.В.* Метод робастно устойчивого управления движением группы мобильных роботов с «лидером» для системного мониторинга и прогнозирования опасных процессов и обеспечения безопасности населения и береговой инфраструктуры. системы опасных процессов и обеспечения безопасности населения // Наука Юга России. – 2021. – Т. 1, № 2. – С. 66-73.
17. *Gaiduk A.R., Neidorf R.A., Kudinov N.V.*, Application of the Cut-Glue Approximation in the Analytical Solution of the Nonlinear Control Synthesis Problem // *Cyber-Physical Systems: Challenges of Industry 4.0*. – Springer, 2020. – P. 117-132.
18. *Izadi M., Srivastava H.M.* Application of the generalized method of Bessel quasi-linearization to equations of Bratou and Lane–Emden type of arbitrary order // *Fractal Fract*. – 2021. – No. 5. – P. 179.
19. *Гришин А.А., Ленский А.В., Охоцимский Д.Е., Панин Д.А. Формальский, А.М.* Синтез управления для неустойчивого объекта. Перевернутый маятник // Известия РАН. Теория и системы управления. – 2002. – Т. 5. – С. 14-24.
20. *Гайдук А.Р., Капустян С.Г., Алмашаал М.Д.* Сравнение методов проектирования нелинейных систем управления // Вестник ИСПУ. – 2021. – № 4. – С. 21-24.
21. *Bela L., Lorink M.* Nonlinear control of vehicles and robots. – Springer, 2011. – 356 p.

REFERENCES

1. *Iqbal J., Ullah M., Khan S., Baizid K., Cukovic S.* Nonlinear control systems – A brief overview of historical and recent advances, *Nonlinear Engineering*, 2015, pp. 301-312.
2. *Ajwad S., Iqbal J., Ullah M., Mehmood A.* A systematic review of current and emergent manipulator control approaches, *Frontiers of Mechanical Engineering*, 2015, pp. 198-210.
3. *Slotine J., Li W.* Applied nonlinear control, *Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ*, 1991, pp. 1-459.

4. *Isidori A.* Lectures in Feedback Design for Multivariable Systems. *Advanced Textbook in Control and Signal Processing*. London, Springer, 2016, 414 p.
5. *Tuan H.T., Trinh H.A.* Linearized Stability Theorem for Nonlinear Delay Fractional Differential Equations, *IEEE Trans. Automat. Control*, 2018, Vol. 63, No. 9, pp. 3180-3186.
6. *Voevoda A.A., Filyushov V.Y.* Linearizatsiya obratnoy svyaz'yu [Feedback Linearization], *Sb. nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta* [Collection of scientific papers of Novosibirsk State Technical University], 2016, No. 2 (84), pp. 68-76.
7. *Luk'yanov A.G., Utkin V.I.* Metody svedeniya uravneniy dinamicheskikh sistem k regul'yarnoy forme [Methods for Reducing Equations of Dynamical Systems to a Regular Form]. *Avtomatika i telemekhanika* [Automation and telemechanics], 1981, No. 4, pp. 5-13.
8. *Madeira D. de S., Adamy J.* Feedback Control of Nonlinear Systems Using Passivity Indices. Proc., *IEEE Conference on Control Applications*. Sydney, Australia, 2015, pp. 263-268.
9. *Byrnes S., Isidori A., Willems J.* Passivity, feedback equivalence, and the global stabilization of minimum phase nonlinear systems, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1991, Vol. 2, No. 36, pp. 1228-1240.
10. *Xia M., Rahnama A., Wang S., Antsaklis J.* Control Design Using Passivation for Stability and Performance, *IEEE Transactions on control*, 2018, Vol. 63, No. 9, pp. 2987-2993.
11. *Ascencio, P., T. Astolfi, T., T. Parisini, T.* Backstepping PDE Design: A Convex Optimization Approach, *IEEE Trans. Automat. Control*, 2018, Vol. 63, No. 7, pp. 1943-1958.
12. *Gaiduk A.R.* Sintez nelineynykh system na osnove upravlyаемoy formy Zhordana [Synthesis of Nonlinear Systems Based on Controlled Jordan Form]. *Avtomatika i telemekhanika* [Automation and telemechanics], 2006, No. 7, pp. 3-13.
13. *Gaiduk A.R.* Nonlinear Control Systems Design by Transformation Method, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2018, Vol. 19, No. 12, pp. 755-761.
14. *Gaiduk A.R.* K sintezu kvazilineynykh gurvitsevykh sistem upravleniya [On Synthesis of Quasilinear Hurwitz Control Systems], *Trudy of SPIIRAN* [SPIIRAS Proceedings], 2019, Vol. 18 (3), pp. 678-705.
15. *Pshikhopov V., Medvedev M.* Position Control of Vehicles with Multi-Contour Adaptation, *Journal of Engineering and Applied Sciences*, 2018, Vol. 13, pp. 8921-8928.
16. *Kapustyan S.G., Orda-Zhigulina M.V., Orda-Zhigulina D.V.* Metod robustno ustoychivogo upravleniya dvizheniem gruppy mobil'nykh robotov s «liderom» dlya sistem monitoringa i prognozirovaniya opasnykh protsessov i obespecheniya bezopasnosti naseleniya i beregovoy infrastruktury [Method of robustness stable control of the movement of a mobile robots group with "leader" for monitoring and forecasting systems of hazardous processes and ensuring the safety of the population and coastal infrastructure], *Nauka Yuga Rossii*, [Science of the South of Russia], 2021, Vol. 17, No. 2, pp. 66-73.
17. *Gaiduk A.R., Neidorf R.A., Kudinov N.V.* Application of the Cut-Glue Approximation in the Analytical Solution of the Nonlinear Control Synthesis Problem, *Cyber-Physical Systems: Challenges of Industry 4.0*. Springer, 2020, pp. 117-132.
18. *Izadi M., Srivastava H.M.* Application of the generalized method of Bessel quasi-linearization to equations of Bratou and Lane–Emden type of arbitrary order, *Fractal Fract.*, 2021, No. 5, p. 179.
19. *Grishin A.A., Lenskiy A.V., Okhotsimskiy D.E., Panin D.A. Formal'skiy, A.M.* Sintez upravleniya dlya neustoychivogo ob"ekta. Perevernutyy mayatnik [A Control Synthesis for an Unstable Object. An Inverted Pendulum]. *Izvestiya RAN. Teoriya I sistemy upravleniya* [News of the Russian Academy of Sciences. Theory and control systems], 2002, Vol. 5, pp. 14-24.
20. *Gaiduk A.R., Kapustyan S.G., Almashaal M.J.* Methods Comparison of nonlinear control systems design [Comparison of methods for designing nonlinear control systems], *Vestnik ISPU* [ISPU Bulletin], 2021, No. 4, pp.21-24.
21. *Bela L., Lorink M.* Nonlinear control of vehicles and robots. Springer, 2011, 356 p.

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

Алмашаал Мохаммад Джалаль – Южный федеральный университет; e-mail: almashaal.jalal@gmail.com; г. Таганрог, Россия; тел.: +79287505715; аспирант.

Almashaal Mohammad Jalal – Southern Federal University; e-mail: almashaal.jalal@gmail.com; Taganrog, Russia; phone: +79287505715; graduate student.

С.В. Поликарпов, В.А. Прудников, К.Е. Румянцев

ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ МИНИВЕРСИИ ПСЕВДО-СЛУЧАЙНОЙ ФУНКЦИИ PCOLLAPSER

Целью работы является оценка криптографических свойств семейства псевдо-случайных функций (PRF) *pCollapser* на основе исследования свойств её миниверсии *mini_pCollapser_12x12* при использования фиксированных подстановок с предельно низкими криптографическими свойствами. В качестве элемента сравнения использована миниверсия типовой функции на основе SP-сети, содержащая аналогичное количество фиксированных подстановок и имеющая аналогичную размерность входа/выхода, равную 12 битам. Для достижения поставленной цели решались следующие задачи: – определение структуры исследуемых функций и количества раундов; – определение модели формирования фиксированных подстановок с предельно низкими криптографическими свойствами; – генерация наборов 6-битовых фиксированных подстановок с предельно низкими криптографическими свойствами; – включение в исследуемые функции полученных подстановок и определение основных криптографических свойств функций – максимальное значение преобладания для отдельных значений ключей и максимальное усреднённое по всему множеству ключей значение преобладания, максимальное и максимальное усреднённое по всему множеству ключей значение в таблице распределения разностей, алгебраическая степень и алгебраический иммунитет; – анализ полученных результатов. В работе представлены две модели формирования фиксированных подстановок с предельно низкими криптографическими свойствами – на основе перемешивания значений ячеек в предварительно заполненной таблице и на основе простейшей ARX-функции (состоящей из операций сложения по модулю, циклического сдвига и исключающего ИЛИ). Использование фиксированных подстановок с предельно низкой нелинейностью позволяет оценить, насколько сложной (нелинейной) является исследуемая функция и какой минимальный уровень нелинейности необходим для эффективного разрушения статистических зависимостей между входными/выходными данными. Кроме этого, становится ясным возможность применения в качестве нелинейных элементов ARX-функций, зачастую обладающих спорными и явно низкими криптографическими свойствами, но позволяющих создавать высокоскоростные программные и аппаратные реализации. Определено, что миниверсия PRF *pCollapser*, в отличие от типовой функции на основе SP-сети, позволяет получить из набора ARX-функций с предельно низкими криптографическими свойствами, качественную нелинейную функцию, учитывая, что, что других нелинейных элементов в *pCollapser* не представлено. Полученные результаты отражают наличие принципиальной разницы между PRF *pCollapser* и типовой PRF на базе SP-сети, а также подтверждают правильность концепции псевдо-динамических подстановок PD-сбох и состоящей из них функции *pCollapser* в целом.

Криптографические свойства; псевдо-случайная функция; псевдо-динамические подстановки; pCollapser.

S.V. Polikarpov, V.A. Prudnikov, K.E. Romyantsev

STUDY OF THE MINIVERSION PROPERTIES IN THE PSEUDO-RANDOM FUNCTION PCOLLAPSER

The aim of the work is to evaluate the cryptographic properties of the *pCollapser* family of pseudo-random functions (PRF) based on the study of the properties of its *mini_pCollapser_12x12* miniversion using fixed substitutions with extremely low cryptographic properties. As a comparison element, we used a mini-version of a typical function based on an SP-net, containing a similar number of fixed substitutions, and having a similar input/output dimension equal to 12 bits. To achieve this goal, the following tasks were solved: – determination of the structure of the studied functions and the number of rounds; – definition of a model for the formation of fixed substitutions with extremely low cryptographic properties; – generation of sets of 6-bit fixed substitutions with extremely low cryptographic properties;

– inclusion of the substitutions obtained into the functions under study and determination of the main cryptographic properties of functions – the maximum dominance value for individual key values and the maximum dominance value averaged over the entire set of keys, the maximum and averaged over the entire set of keys value in the difference distribution table, algebraic degree and algebraic immunity; – analysis of the obtained results. The paper presents two models for the formation of fixed substitutions with extremely low cryptographic properties – based on the mixing of cell values in a pre-filled table and based on the simplest ARX function (consisting of modulo addition, cyclic shift and XOR). The use of fixed substitutions with extremely low non-linearity makes it possible to estimate how complex (non-linear) the function under study is and what minimum level of non-linearity is necessary to effectively destroy the statistical dependencies between input/output data. In addition, it becomes clear that ARX functions can be used as non-linear elements, which often have controversial and clearly low cryptographic properties, but allow creating high-speed software and hardware implementations. It has been determined that the PRF *pCollapse*r mini-version, in contrast to the typical function based on the SP network, makes it possible to obtain a high-quality non-linear function from the set of ARX-functions with extremely low cryptographic properties, given that no other non-linear elements are presented in *pCollapse*r. The obtained results reflect the existence of a fundamental difference between the *pCollapse*r PRF and a typical SP-network based PRF and confirm the correctness of the concept of PD-sbox pseudo-dynamic substitutions and the *pCollapse*r function consisting of them as a whole.

*Cryptographic properties; pseudo-random function; pseudo-dynamic substitutions; pCollapse*r.

Введение. Псевдо-динамические операции подстановки *PD-sbox*, являются основным нелинейным элементом перспективной псевдо-случайной функции *pCollapse*r. Конструкция обладает рядом параметров, которые позволяют эффективно разрушать статистические зависимости между входными и выходными значениями за счёт динамической трансформации их криптографических свойств, а также позволяет обеспечить параллельную работу входящих в её состав фиксированных подстановок *sbox*. В свою очередь, *pCollapse*r позволяет продемонстрировать реализацию возможностей псевдо-динамических операций подстановок, что отражается в обеспечении динамической работы *PD-sbox*, путём формирования и распределения управляющих значений, а также в реализации экстремального параллелизма обработки данных за счёт независимого функционирования группы псевдо-динамических операций подстановок в рамках одного раунда [1].

Одним из способов анализа свойств псевдо-случайных функций (PRP) и псевдо-случайных перестановок (PRP) является анализ их миниверсий – алгоритмов, повторяющих концепцию оригинальных функций, однако, имеющих ряд усечённых параметров, в частности: размер блока данных, длину ключа, размер операций подстановки/перестановки, и других, с последующей экстраполяцией результатов на полноразмерную псевдо-случайную функцию. В качестве примера следует привести работы [2–7], посвященные анализу свойств миниверсии криптоалгоритма AES (Advanced Encryption Standard).

В работе [2] представлена мини-версия криптоалгоритма AES – Mini-AES, позволяющая достичь лучшего понимания его криптографических свойств. Криптоалгоритм, по сравнению с оригиналом, обладает значительно упрощёнными свойствами, повторяя структуру. Указанная псевдо-случайная функция рассматривается исключительно как обучающий шифр, не предназначенный для его применения вне рамок исследований. В работе [3] представлен пример SQUARE-атаки на Mini-AES.

В [4] рассматривается линейный криптоанализ второго раунда псевдо-случайной функции Mini-AES. Результаты исследований демонстрируют уязвимость второго раунда миниверсии к линейной атаке. Как следствие, данный факт позволяет лучше понять криптоанализ полноценного AES.

В работе [5] продемонстрированы результаты разностной атаки на криптоалгоритм Mini-AES. Разностные пути построены с использованием всех комбинаций коэффициента распространения без повторения. Чтобы получить практические результаты, авторы реализовали извлечение ключа для разностных свойств, которые имеют наибольшую и наименьшую вероятность появления. Основываясь на общем коэффициенте распространения и полученной сложности, авторы делают вывод о том, что криптоалгоритм Mini-AES уязвим для разностного криптоанализа.

В работе [6] рассматривается алгебраическая атака на функцию Mini-AES. В исследовании представлены результаты применения алгебраической атаки на Mini-AES для получения системы полиномиальных уравнений алгоритма и её решений с использованием XL-алгоритма. Система полиномиальных уравнений миниверсии определяется системой полиномиальных уравнений для *sbox*-ов (операций подстановок или узлов замены), операции формирования ключей (key schedule), операции шифрования. Основываясь на уникальных характеристиках системы полиномиальных уравнений, балансе числа полиномиальных уравнений и числа мономов, следует сделать вывод о потенциальной уязвимости Mini-AES к алгебраическому криптоанализу.

В [7] представлено исследование возможности криптоанализа алгоритма Mini-AES с использованием машинного обучения. Разработана нейросеть, включающая три скрытых слоя и контролируемое число нейронов. Нейросеть, обученная контролируемым количеством случайных пар открытого текста и шифртекста, осуществила успешную атаку на криптоалгоритм.

На примере исследований одного из вариантов миниверсии широко распространённого криптоалгоритма AES следует сделать вывод о том, что проблема анализа упрощённых криптоалгоритмов является актуальной, так как в большинстве случаев подобный подход позволяет лучше понимать принципы криптоанализа полноценных PRF и PRP.

Статистические методы криптоанализа основываются на том, что нелинейные элементы исследуемых криптографических функций (PRP и PRF) не обладают идеальными свойствами (например, идеальной таблицей распределения разностей DDT или идеальной таблицей линейных аппроксимаций LAT). При наборе определённого количества статистики (пар входных-выходных сообщений) эти свойства начинают проявляться и позволяют уверенно различать поведение исследуемой функции от случайной (что соответственно, даёт возможность с определённой вероятностью определять значения ключа). Для практически стойких алгоритмов сложность набора статистики и определения по ней ключа должна превышать стойкость к общим атакам (полный перебор и др.)

Естественным способом противодействия статистическим атакам является применение в качестве нелинейных элементов динамических *sbox*-ов, у которых изменяется правило замены в зависимости от значений на управляющем входе (которые сами зависят как от ключа, так и от промежуточных значений) и, соответственно, изменяются распределение значений в DDT и LAT. Соответственно, при попытке набора статистики происходит усреднение значений в DDT и LAT. Чем больше осуществляется набор статистики, тем сильнее усреднение и можно добиться приближения значений в DDT и LAT к идеальным. Таким образом, динамические подстановки могут предотвращать возможность осуществления статистических атак.

В данной работе рассматривается анализ свойств миниверсии псевдослучайной функции *pCollapser* при использовании различных наборов фиксированных подстановок, а также её сравнение с параметрами миниверсии типовой функции на основе SP-сети (состоящая из слоёв операций подстановок и перестановок). Для оценки свойств использовались наборы фиксированных *sbox*-ов с предельно низкими криптографическими свойствами.

Цель работы – оценить криптографические свойства семейства псевдо-случайных функций *pCollapser* на основе исследования свойств её миниверсии *mini_pCollapser_12x12* при использования фиксированных *sbox*-ов с предельно низкими криптографическими свойствами.

Используемые термины и обозначения:

PRF – псевдо-случайная функция;

PRP – псевдо-случайная перестановка;

sbox (s-box) является сокращением от substitution box – блок подстановки/замены (узел замены, в терминологии ГОСТ 28147-89). В данной работе мы будем для краткости использовать термин «подстановка» или *sbox* для обозначения операции над двоичными словами, которую можно представить в виде табличной замены значений, операция не обязательно должна быть взаимно однозначной (как, например, в криптоалгоритме DES [8]);

fsbox – блок фиксированной подстановки/замены;

PD-sbox – псевдо-динамическая подстановка, функция, состоящая из набора фиксированных подстановок и операций XOR;

max bias – максимальное значение преобладания (полученное на основе таблицы линейных аппроксимаций LAT);

avg max bias – максимальное усреднённое по всему множеству ключей значение преобладания;

max Δs – максимальное значение в таблице распределения разностей (DDT);

max avg Δs – максимальное усреднённое по всему множеству ключей значение в таблице распределения разностей (дифференциалов);

Δs – алгебраическая степень;

AI – алгебраический иммунитет.

Описание псевдо-динамических подстановок PD-sbox. Структура псевдо-динамической подстановки *PD-sbox* состоит из набора фиксированных *sbox*-ов [9,10]. Аргумент каждой фиксированной операции подстановки параметризован значением состояния S_i , где i – номер фиксированной подстановки (от 0 до $N - 1$).

Текущее значение состояния $S = \{S_0, S_1, S_2, \dots, S_{N-1}\}$ задаёт одну операцию подстановки из набора возможных *PD-sbox*.

Подстановку, полученную с помощью конкретного значения S мы будем называть эквивалентной (сгенерированной) операцией подстановки для *PD-sbox*. Соответственно, число эквивалентных подстановок для *PD-sbox* определяется количеством возможных значений состояний S . Это подразумевает то, что значения состояния S не обязательно являются фиксированными и могут динамически изменяться в процессе шифрования, а вероятностные свойства соответствуют равномерному распределению.

Общий вид выражения, описывающего структуру псевдо-динамической подстановки *PD-sbox*:

$$Y = \bigoplus_{i=0}^{N-1} \text{sbox}_i(X \oplus S_i),$$

где *sbox* – фиксированная операция подстановки; N – количество фиксированных подстановок; X – биты на входе; Y – биты на выходе; S – биты состояния псевдо-динамической подстановки; \oplus – операция сложения по модулю 2.

PD-sbox может работать в двух режимах – статическом (ключезависимом) и динамическом (зависимом от значений ключа и промежуточных состояний).

В случае динамического равновероятного изменения состояний S , как дифференциальные усреднённые свойства, так и линейные, близки к идеальным (при усреднении характеристик по всем эквивалентным операциям подстановки). Это позволяет нейтрализовать существующие методы дифференциального и линейного криптоанализа. [9, 10]

Псевдо-случайная функция mini_pCollapser_12x12. На CTCrypt'2015 была впервые представлена структура "Collapser" [11], в виде цепочек последовательно включенных $PD\text{-sbox}$. Данная структура была демонстратором возможного применения $PD\text{-sbox}$. В $pCollapser$ была предложена PRF "pCollapser" (parallel Collapser), в которой были устранены ряд недостатков "Collapser". В "pCollapser" в рамках одного раунда все $PD\text{-sbox}$ работают параллельно и независимо друг от друга. Это даёт много возможностей по оптимальной аппаратной реализации: итеративная реализация обеспечивает максимальную пропускную способность и минимальный критический путь, реализация на базе $PD\text{-sbox}$ позволяет достичь сбалансированной пропускной способности и занимаемой площади, последовательная реализация обеспечивает минимальную площадь на кристалле.

Для исследования будем использовать упрощённую мини-версию PRF "pCollapser" с размерностями входа/выхода 12 бит – $mini_pCollapser_12x12$, представленный на рис. 1.

$mini_pCollapser_12x12$ в каждом раунде содержит 2 параллельно включенные псевдо-динамические подстановки $PD\text{-sbox}0$ и $PD\text{-sbox}1$, каждая из которых состоит из 4 фиксированных подстановок $fsbox1 - fsbox4$.

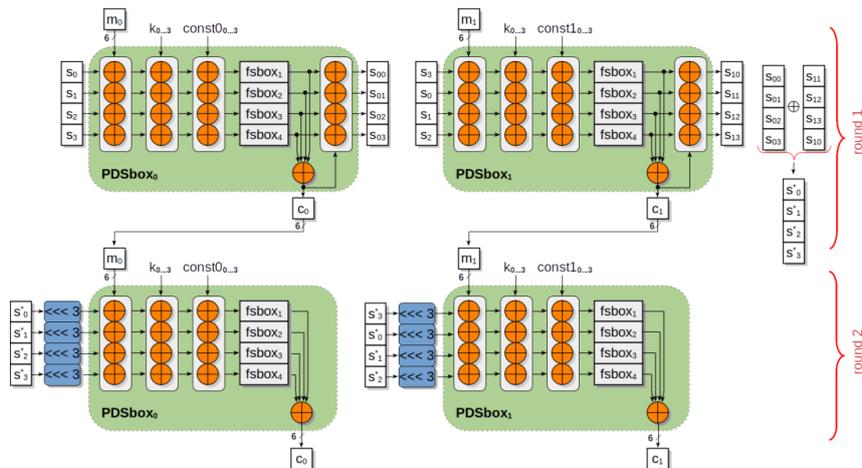


Рис. 1. Миниверсия PRF pCollapser (mini_pCollapser_12x12)

Выражение, описывающее выходы псевдо-динамические подстановки:

$$c_i = \bigoplus_{j=0}^3 fsbox_j(m_i \oplus s_j^i \oplus k_j^i \oplus const_j^i),$$

где: i – индекс 6-битного слова входного/выходного вектора, соответственно, индекс $PD\text{-sbox}$; j – индекс элементов $PD\text{-sbox}$; m_i – 6-битное слово входного вектора; c_i – 6-битное слово выходного вектора; $fsbox_j$ – фиксированные операции подстановки (элементы $PD\text{-sbox}$); s_j^i – 6-битные слова значения состояния входного вектора (для каждого $PD\text{-sbox}$); k_j^i – 6-битное слово раундового ключа (для каждого $PD\text{-sbox}$); $const_j^i$ – 6-битное слово константы (для каждого $PD\text{-sbox}$).

Выражение для функции выработки индивидуального (на выходе отдельной PD-sbox) значения состояния:

$$s_n^i = c_i \oplus fsbox_j(m_i \oplus s_j^i \oplus k_j^i \oplus const_j^i) =$$

$$= \bigoplus_{n=0, n \neq i}^3 fsbox_j(m_i \oplus s_j^i \oplus k_j^i \oplus const_j^i).$$

Выражение для функции, вырабатывающей индивидуальный (для каждого PD-sbox) вектор управляющего состояния:

$$s_j = s_j \lll 2,$$

где операция: $a \ggg b$ – циклический побитовый сдвиг в векторе a на b элементов в право.

Выражение для функции, вырабатывающей новый вектор управляющего состояния:

$$s^* = (s_0^*, s_1^*, \dots, s_3^*) =$$

$$= \bigoplus_{i=0}^1 (s^i \lll ((i \cdot 6) \bmod 24)),$$

где $s^i = (s_0^i, s_1^i, \dots, s_3^i)$, $a \ggg b$ – циклический побитовый сдвиг в векторе a на b элементов влево.

Всего, *mini_pCollapser_12x12* содержит 2 раунда (итерации) преобразования. В первом раунде PD-sbox работают в статическом режиме (значения вектора входного управляющего состояния зависят только от ключа), значение входного управляющего состояния фиксировано и равно нулю. Первый раунд служит для запуска динамического режима работы PD-sbox во втором раунде (значения вектора входного управляющего состояния зависят от ключа и входных значений).

Псевдо-случайная функция *mini_conventional_SPN_12x12*. Рассмотрим свойства псевдо-случайной функции на базе типовой и SP-сети [12, 13] на примере её мини-версии – *mini_conventional_SPN_12x12*, структура которой приведена на рис. 2. Она содержит 4 основных блока операций: сложение входных значений с ключом (XOR); сложение с константами; блок подстановок (основная нелинейная операция) и блок линейного перемешивания на основе циклического сдвига влево на 3 бита.

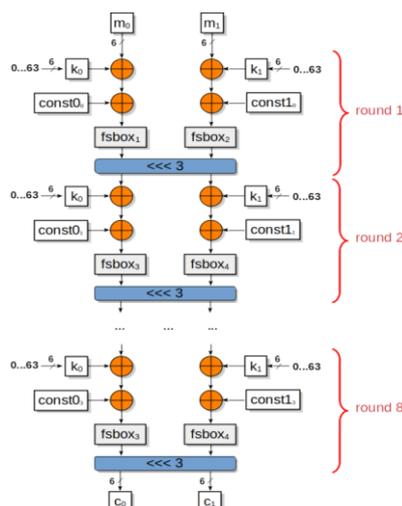


Рис. 2. Мини-версия типовой функции на основе SP-сети (*mini_conventional_SPN_12x12*)

Используемая *mini_conventional_SPN_12x12* содержит 8 раундов преобразования для обеспечения паритета по количеству нелинейных элементов *mini_pCollapser_12x12*. В табл. 1 приведены основные характеристики исследуемых функций.

Таблица 1

Параметры исследуемых функций

Параметр	<i>mini_conventional_SPN_12x12</i>	<i>mini_pCollapser_12x12</i>
1. Размерность входа/выхода	12 бит	
2. Количество раундов (итераций)	8	2
3. Критический путь, <i>sbox</i> -ов	8	2
4. Количество <i>sbox</i> -ов	16	
6. Количество XOR 6x6	32	32 + 32
7. Количество ROTL	8	8

Формирование фиксированных *sbox* с предельно низкими криптографическими свойствами. Для оценки свойств миниверсий использовались фиксированные *sbox*-ы с предельно низкими криптографическими свойствами, так как при использовании качественных *sbox*-ов исследуемые функции не будут отличимы от случайных PRF и PRP такой же размерности (для случаев 8 и более раундов преобразования информации). Использование фиксированных *sbox*-ов с предельно низкой нелинейностью позволяет оценить, насколько сложной (нелинейной) является исследуемая функция и какой минимальный уровень нелинейности необходим для эффективного разрушения статистических зависимостей между входными/выходными данными. Кроме этого, станет ясным возможность применения в качестве нелинейных элементов ARX-функций (состоящих из операций сложения по модулю, циклического сдвига и исключаящего ИЛИ), зачастую обладающих спорными и явно низкими криптографическими свойствами, но позволяющих создавать высокоскоростные программные и аппаратные реализации (как пример, ARX операции используются в популярном поточном шифре ChaCha20 [14]).

Модель фиксированных *sbox*-ов №1. Для формирования тестовых *sbox*-ов с предельно низкими криптографическими свойствами применялся следующий алгоритм:

1. Ячейки в *sbox* заполнялись значениями $(i + 1) \bmod N$, где i – индекс ячейки, N – количество ячеек;
2. Случайным образом выбирались две ячейки, после чего производился обмен значениями этих ячеек;
3. Пункт 2 повторялся $N \cdot mix$ раз ($N \cdot mix$ – количество перемешиваний ячеек).

Предложенный алгоритм позволяет обеспечить обратимость (биективность) получаемых *sbox*-ов.

Для исследования использовались значения $N \cdot mix = 9, 11, \dots, 19$. Соответственно, для каждого значения $N \cdot mix$ формировался набор из 4 отличающихся *sbox*-ов. Одни и те же наборы *sbox*-ов применялись как в *mini_pCollapser_12x12*, так и в *mini_conventional_SPN_12x12*.

Модель фиксированных *sbox*-ов №2. Для формирования тестовых *sbox*-ов с предельно низкими криптографическими свойствами применялась ARX-функция следующего вида:

$$y = ROTL((x \oplus ROTL(x, t) \oplus const), t_2),$$

где x – входное 6 битное слово; $const$ – 6-битная константа; ROTL – операция циклического сдвига влево на t бит, $t_2 = 0, 2, 3, 4$.

Оцениваемые криптографические свойства. В рамках исследования будем оценивать основные статистические криптографические свойства:

- ♦ разностные – определяя максимальные значения в таблице распределения разностей $max \Delta s$ и максимальные усреднённое по всему пространству ключей значения в таблице распределения разностей $avg \max \Delta s$ [15, 17, 18];
- ♦ линейные – определяя максимальные значения преобладания $max bias$ и максимальные усреднённые усреднённое по всему пространству ключей значения преобладания $avg \max bias$ [16–18];
- ♦ Алгебраические свойства: алгебраическая степень ls и алгебраический иммунитет AI [19, 20].

Криптографические свойства тестовых фиксированных *sbox*-ов. Пример полученных *sbox*-ов при $Nmix = 1$ (размерность входа/выхода 6х6 бит) при использовании модели №1:

***fsbox1*:** [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 27, 22, 23, 24, 25, 26, 21, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 0];

***fsbox2*:** [2, 40, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 24, 26, 28, 30, 32, 34, 36, 38, 4, 42, 44, 46, 48, 50, 52, 54, 56, 58, 60, 62, 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25, 27, 29, 31, 33, 35, 37, 39, 41, 43, 45, 47, 49, 51, 53, 55, 57, 59, 61, 63, 0];

***fsbox3*:** [4, 8, 12, 16, 20, 24, 28, 32, 36, 40, 44, 48, 52, 56, 60, 1, 5, 9, 13, 17, 21, 25, 29, 33, 37, 41, 45, 49, 53, 57, 61, 2, 6, 10, 14, 18, 22, 26, 30, 34, 38, 42, 46, 0, 54, 58, 62, 3, 7, 11, 15, 19, 23, 27, 31, 35, 39, 43, 47, 51, 55, 59, 63, 50];

***fsbox4*:** [8, 16, 24, 32, 40, 48, 56, 1, 9, 17, 25, 33, 41, 49, 57, 2, 10, 18, 26, 34, 42, 50, 58, 3, 11, 19, 27, 35, 43, 51, 59, 4, 12, 20, 28, 36, 44, 52, 60, 5, 13, 21, 29, 37, 45, 53, 61, 6, 14, 22, 30, 38, 46, 54, 62, 55, 15, 23, 31, 39, 47, 7, 63, 0].

На рис. 3 приведены гистограммы (в виде цветовых градиентов) распределения максимальных значений в таблице распределения разностей $max \Delta s$ для фиксированных подстановок *fsbox1*-*fsbox4* в зависимости от значений $Nmix$. Для сравнения, под значением $Nmix = 21$ приведены типовые значения для случайно сформированных *sbox*-ов.

Для построения гистограмм использовались результаты 20 попыток генерации фиксированных подстановок.

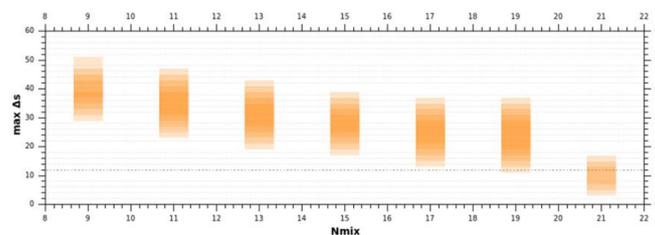


Рис. 3. Максимальные значения в таблице распределения дифференциалов (DDT) $max \Delta s$ для тестовых фиксированных *sbox*-ов

На рис. 4 приведены гистограммы (в виде цветовых градиентов) распределения максимальных значений преобладания в таблице линейных аппроксимаций (LAT) $max\ bias$ для тестовых фиксированных подстановок $fsbox1$ - $fsbox4$ в зависимости от значений $Nmix$.

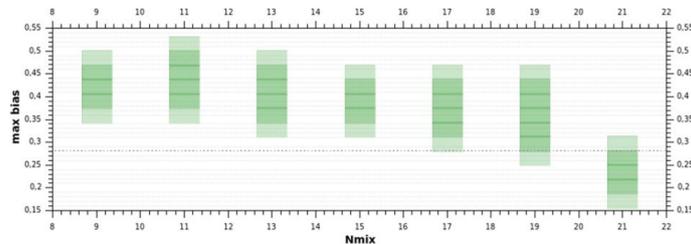


Рис. 4. Максимальные значения преобладания в таблице линейных аппроксимаций (LAT) $max\ bias$ для тестовых фиксированных $sbox$ -ов

Алгебраическая степень для тестовых фиксированных $sbox$ -ов λ_s : от 4 до 5. Алгебраический иммунитет AI для тестовых фиксированных $sbox$ -ов принимал значение 2.

Приведённые значения подтверждают, что мы получили $sbox$ -ы с предельно низкими (плохими) криптографическими свойствами. Так, для $sbox$ размерностью 6х6 бит диапазон значений Δ_s составляет 0 ... 64. Для случайно сформированного $sbox$ размерностью 6х6 бит значение Δ_s обычно не превышает 12. Для полученных $sbox$ -ов значения Δ_s составляют от 46 (при $Nmix = 9$) до 16 (при $Nmix = 19$).

Криптографические свойства исследуемых функций. Рассмотрим результаты анализа криптографических свойств миниверсий псевдо-случайных функций $mini_pCollapser_12x12$ – на базе псевдо-динамических подстановок $PD-sbox$, включающих набор фиксированных подстановок $sbox$, обладающие крайне низкими заведомо неудовлетворительными криптографическими свойствами, а также $mini_conventional_SPN_12x12$ – на базе типовой SP-сети, включающей фиксированные операции $sbox$, аналогичные тем, из которых состоят $PD-sbox$.

Разностные свойства. На рис. 5 представлены гистограммы (в виде цветовых градиентов) распределения максимальных усреднённых значений в таблице распределения разностей $avg\ max\ \Delta_s$. На рис. 6 представлены максимальные значения в таблице распределения разностей $max\ \Delta_s$ в зависимости от значений $Nmix$.

Для построения гистограмм использовались результаты 20 попыток генерации фиксированных подстановок, применяемых в исследуемых функциях. Для каждой попытки при вычислении усреднённых значений набиралась статистика на основе 64 значений ключа ($k_1 = 0 \dots 63, k_2 = 0 \dots 63$).

Синим градиентом показаны свойства для $mini_conventional_SPN_12x12$, пурпурным цветом – для $mini_pCollapser_12x12$.

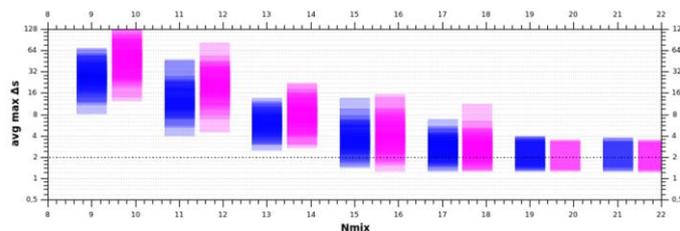


Рис. 5. Максимальные усреднённые значения в таблице распределения разностей (DDT) $avg\ max\ \Delta_s$ для исследуемых миниверсий

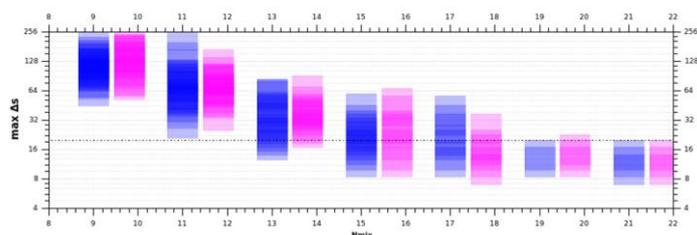


Рис. 6. Максимальные значения в таблице распределения разностей (DDT) $\max \Delta s$ для исследуемых миниуниверсий

Для функций размером 12x12 бит диапазон значений Δs может составлять 0 ... 4096. Идеальное значение Δs равно 1,0. Граница устойчивости к статистической разностной атаке соответствует $\Delta s < 2$ [11, 13, 15].

Для случайных PRP и PRF размером 12x12 бит максимальное значение Δs обычно не превышает 20.

Таким образом, разностные свойства исследуемых функций достаточно близки и при $Nmix = 15$ могут приближаться к разностным свойствам случайных функций.

Линейные свойства. На рис. 7 представлены гистограммы (в виде цветовых градиентов) распределения максимальных усреднённых значений преобладания $avg \max bias$. На рис. 8 представлены максимальные значения преобладания $\max bias$ в зависимости от значений $Nmix$.

Для построения гистограмм использовались результаты 20 попыток генерации фиксированных подстановок, применяемых в исследуемых функциях. Для каждой попытки при вычислении усреднённых значений набиралась статистика на основе 64 значений ключа ($k_1 = 0 \dots 63, k_2 = 0 \dots 63$).

Синим градиентом показаны свойства для *mini_conventional_SPN_12x12*, пурпурным цветом – для *mini_pCollapser_12x12*.

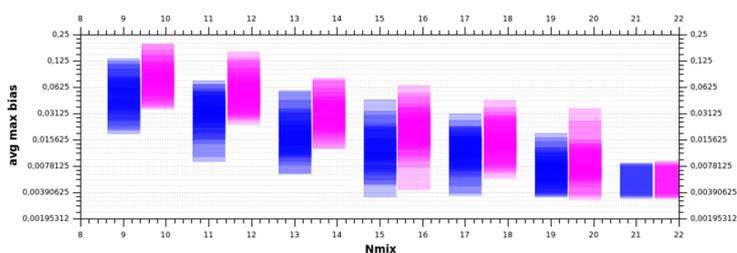


Рис. 7. Максимальные усреднённые значений преобладаний $avg \max bias$ для исследуемых миниуниверсий

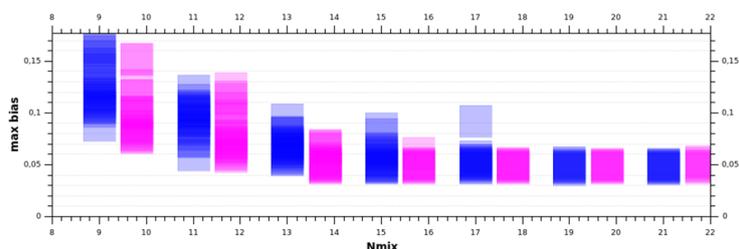


Рис. 8. Максимальные значений преобладания $\max bias$ для исследуемых миниуниверсий

Для функций размерностью 12x12 бит диапазон усреднённых значений $avg\ max\ bias$ может составлять $-0,5 \dots 0,5$. Идеальное значение $avg\ max\ bias$ равно 0. Граница устойчивости к статистической атаке на основе линейных аппроксимаций соответствует $max\ bias < 2^{-6}$ [9, 16]. Для случайных PRP и PRF размерностью 12x12 бит максимальное значение $max\ bias$ обычно не превышает 0,0478516 или $2^{-4,385}$.

Таким образом, при $Nmix < 15$ усреднённые значения преобладаний для $mini_pCollapser_12x12$ заметно уступают усреднённым значениям преобладаний для $mini_conventional_SPN_12x12$. А при $Nmix = 15$ и более приближаются к линейным свойствам случайных функций.

При анализе максимальных значений преобладания $mini_pCollapser_12x12$ напротив, имеет небольшое преимущество перед $mini_conventional_SPN_12x12$ при $Nmix < 15$. А при $Nmix = 15$ и более приближаются к свойствам случайных функций.

Алгебраические свойства: обе функции имеют значения алгебраической степени λs равное 11 и алгебраического иммунитета AI равный 4 при $Nmix = 9$ и более, что говорит об отсутствии слабых алгебраических свойств.

Модель фиксированных подстановок №2. Таблицы замены для ARX-функций, полученные при помощи модели №2:

fsbox1: [57, 62, 51, 56, 45, 50, 39, 44, 33, 38, 27, 32, 21, 26, 15, 20, 8, 13, 2, 7, 60, 1, 54, 59, 48, 53, 42, 47, 36, 41, 30, 35, 27, 32, 21, 26, 15, 20, 9, 14, 3, 8, 61, 2, 55, 60, 49, 54, 42, 47, 36, 41, 30, 35, 24, 29, 18, 23, 12, 17, 6, 11, 0, 5];

fsbox2: [51, 23, 58, 30, 2, 37, 9, 44, 20, 59, 31, 3, 38, 10, 45, 17, 56, 28, 0, 39, 11, 46, 18, 53, 29, 1, 36, 8, 47, 19, 54, 26, 33, 5, 40, 12, 51, 23, 58, 30, 6, 41, 13, 48, 20, 59, 31, 3, 42, 14, 49, 21, 56, 28, 0, 39, 15, 50, 22, 57, 29, 1, 36, 8];

fsbox3: [60, 52, 44, 36, 30, 22, 14, 6, 63, 55, 47, 39, 25, 17, 9, 1, 58, 50, 42, 34, 28, 20, 12, 4, 61, 53, 45, 37, 31, 23, 15, 7, 48, 40, 32, 24, 18, 10, 2, 57, 51, 43, 35, 27, 21, 13, 5, 60, 54, 46, 38, 30, 16, 8, 0, 63, 49, 41, 33, 25, 19, 11, 3, 58];

fsbox4: [52, 7, 17, 35, 61, 0, 26, 44, 38, 56, 3, 21, 47, 49, 12, 30, 24, 42, 52, 7, 17, 35, 61, 0, 10, 28, 38, 56, 3, 21, 47, 49, 61, 0, 26, 44, 54, 9, 19, 37, 47, 49, 12, 30, 40, 58, 5, 23, 17, 35, 61, 0, 26, 44, 54, 9, 3, 21, 47, 49, 12, 30, 40, 58].

В табл. 2 приведены криптографические свойства ARX-функций, выступающих в роли фиксированных подстановок, а в таблице 3 приведены криптографические свойства исследуемых миниверсий при использовании в качестве фиксированных подстановок ARX-функций.

Таблица 2

Криптографические свойства ARX-функций

Свойства	<i>fsbox1_6x6</i>	<i>fsbox2_6x6</i>	<i>fsbox3_6x6</i>	<i>fsbox4_6x6</i>	<i>rnd_sbox_6x6</i>
<i>max</i> λs	32	32	56	32	8
<i>max bias</i>	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	0,21875
λs	1 [1, 2, 3, 4, 5, 5]	1 [4, 4, 1, 2, 3, 4]	1 [4, 5, 6, 1, 2, 3]	1 [3, 4, 4, 4, 1, 2]	5
<i>AI</i>	1	1	1	1	2

Таблица 3

Криптографические свойства исследуемых миниверсий

Свойства	<i>mini_conventional_SPN_12x12</i>	<i>mini_pCollapser_12x12</i>
<i>avg max Δs</i>	2055,25	2,0625
<i>max Δs</i>	2080	12
<i>avg max bias</i>	0,2537	0,0053
<i>max bias</i>	0,3284	0,0486
λs	11	11
<i>AI</i>	2	4

В соответствии с табл. 2 полученные *fsbox1-fsbox4* по факту являются линейными функциями (преобладание равно 0,5), что, в частности, отражается в крайне низком значении алгебраической степени, равной 1.

Полученные результаты вскрывают наличие принципиальной разницы между PRF *pCollapser* и типовой функции на базе SP-сети.

В частности, SP-сеть при использовании данных ARX-функций не способна за 8 раундов набрать достаточную сложность преобразования, что выражается в неприемлемо больших значениях *max Δs* , *avg max Δs* , *max bias* и *avg max bias*.

PRF *pCollapser* в данном случае наоборот, имеет хорошие значения *max Δs* , *avg max Δs* , *max bias* и *avg max bias*, соответствующие свойствам случайных функций аналогичной размерности.

Заключение. При использовании фиксированных подстановок, полученных на основе модели №1, криптографические свойства двухраундовой миниверсии PRF *pCollapser* близки к свойствам восьмираундовой миниверсии типовой функции на основе SP-сети.

Применение в качестве фиксированных подстановок линейных ARX-функций (на основе модели №2) показало, что миниверсия типовой функции на основе SP-сети не способна обеспечить хоть какой-то уровень нелинейности.

В противовес этому, миниверсия PRF *pCollapser* позволяет получить из набора 4 ARX-функций с предельно низкими криптографическими свойствами, качественную нелинейную функцию, учитывая то, что кроме *fsbox1-fsbox4* другие нелинейные элементы в ней не представлены. Это является неординарным проявлением свойств PRF *pCollapser*, подтверждает правильность концепции псевдодинамических подстановок *PD-sbox* и PRF *pCollapser* в целом, а также требует дополнительных исследований.

Кроме этого, PRF *mini_pCollapser_12x12* обладает рядом существенных преимуществ – в 4 раза меньше количество раундов преобразования и в 4 раза меньше критический путь, что позволяет при том же количестве затрачиваемых ресурсов осуществить программные/аппаратные реализации с кратным увеличением скорости преобразования или с кратным уменьшением задержки преобразования.

Применение ARX-функций с предельно низкими криптографическими свойствами в полновесной PRF *pCollapser* позволит существенно снизить количество затрачиваемых ресурсов как её программной реализации, так и аппаратной.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Поликарпов С.В., Кожевников А.А., Румянцев К.Е., Прудников В.А.* Псевдослучайная функция PCOLLAPSER, обеспечивающая экстремальный параллелизм обработки информации // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2019. – № 5 (207). – С. 88-99. – DOI: 10.23683/2311-3103-2019-5-8.
2. *Raphael Chung-Wei Phan.* Mini Advanced Encryption Standard (Mini-AES): A Testbed for Cryptanalysis Students // *Cryptologia*. – XXVI (4). – Swinburne Sarawak Institute of Technology, 2002. – P. 283-306. – URL: <https://doi.org/10.1080/0161-110291890948>.
3. *Bara Hitarpuru, Santi Indarjani.* Square attack on Mini-AES and Simplified AES using all variants of active nibble position // *AIP Conference Proceedings*, 1729, 020007. – 2016. – URL: <https://doi.org/10.1063/1.4946910>.
4. *Bizaki H.K., Mansoori S.D. and Falahati A.* Linear Cryptanalysis on Second Round Mini-AES // 2006 2nd International Conference on Information & Communication Technologies. – 2006. – P. 1958-1962. – DOI: 10.1109/ICTTA.2006.1684690.
5. *Asadini Dwi Ajeng Gemellia, Santi Indarjani.* Differential attack on mini-AES // *AIP Conference Proceedings*. 1450, 222. – 2012. – URL: <https://doi.org/10.1063/1.4724144>.
6. *Sundari Tianingrum, Santi Indarjani.* Algebraic attack on Mini-AES algorithm // *AIP Conference Proceedings*. 1729, 020003. – 2016. – URL: <https://doi.org/10.1063/1.4946906>.
7. *Liu X.* When Mini-AES Meets Machine Learning: Practice and Experience // 2020 IEEE International Symposium on Systems Engineering (ISSE). – 2020. – P. 1-5. – DOI: 10.1109/ISSE49799.2020.9272227.
8. Data Encryption Standard (DES). National Institute of Standards and Technology. – FIPS Publication, 46-3, 1999.
9. *Поликарпов С.В., Румянцев К.Е., Кожевников А.А.* Исследование линейных характеристик псевдо-динамических подстановок // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – № 5 (166). – С. 111-123. – URL: <http://izv-ti.ti.sfedu.ru/wp-content/uploads/2015/5/11.pdf>.
10. *Polikarpov S., Rumyantsev K., Petrov D.* Computationally efficient method for determining averaged distribution of differentials for pseudo-dynamic substitutions // International Conference on Electrical, Electronics, Materials and Applied Science, AIP Conf. Proc., 1952, eds. V. Rao, A. Ben, S. Bhukya, Amer. Inst. Phys., 2018, UNSP 020091. – DOI: 10.1063/1.5032053.
11. *Kozhevnikov A.A., Polikarpov S.V., Rumyantsev K.E.* On differential properties of a symmetric cryptalgorithm based on pseudo-dynamic substitutions // Математические вопросы криптографии. – 2016. – 7:2. – P. 91-102. – DOI: <https://doi.org/10.4213/mvk186>.
12. *Biryukov Alex and Léo Perrin.* State of the Art in Lightweight Symmetric Cryptography // *IACR Cryptol. ePrint Arch.* 2017. – (2017): 511.
13. *Howard M. Heys.* Key Dependency of Differentials: Experiments in the Differential Cryptanalysis of Block Ciphers Using Small S-boxes // *Cryptology ePrint Archive*, Paper 2020/1349. 2020. – <https://eprint.iacr.org/2020/1349>.
14. *Nir Y., Langley A.* ChaCha20 and Poly1305 for IETF Protocols. RFC 8439. 2018. – ISSN: 2070-1721.
15. *Biham Eli, Shamir Adi.* Differential Cryptanalysis of DES-like Cryptosystems // *J. Cryptology*. – 1991. – Vol. 4, No. 1. – P. 3-72. – DOI: <http://dx.doi.org/10.1007/BF00630563>.
16. *Matsui Mitsuru.* Linear Cryptanalysis Method for DES Cipher // *Advances in Cryptology - EUROCRYPT '93: Workshop on the Theory and Application of Cryptographic Techniques*, Lofthus, Norway, May 23-27, 1993: Proceedings. – 1993. – P. 386-397. – DOI: http://dx.doi.org/10.1007/3-540-48285-7_33.
17. *Zhenzhen Bao and Jian Guo and San Ling and Yu Sasaki.* SoK: Peigen – a Platform for Evaluation, Implementation, and Generation of S-boxes // *Cryptology ePrint Archive*, Paper 2019/209, 2019.
18. *Adrián Ranea and Vincent Rijmen.* Characteristic Automated Search of Cryptographic Algorithms for Distinguishing Attacks (CASCADA) // *Cryptology ePrint Archive*, Paper 2022/513, 2022. – DOI: 10.1049/ise2.12077. <https://eprint.iacr.org/2022/513>
19. *Frederik Armknecht, Claude Carlet, Philippe Gaborit, Simon Künzli, Willi Meier, and Olivier Ruatta.* Efficient computation of algebraic immunity for algebraic and fast algebraic attacks // In Proceedings of the 24th annual international conference on The Theory and Applications of Cryptographic Techniques (EUROCRYPT'06). – Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg. – P. 147-164. – https://doi.org/10.1007/11761679_10

20. Eichlseder M. et al. An Algebraic Attack on Ciphers with Low-Degree Round Functions: Application to Full MiMC. In: Moriai, S., Wang, H. (eds) // *Advances in Cryptology – ASIACRYPT 2020*. ASIACRYPT 2020: Lecture Notes in Computer Science. – Vol. 12491. – Springer, Cham, 2020. – https://doi.org/10.1007/978-3-030-64837-4_16.

REFERENCES

1. Polikarpov S.V., Kozhevnikov A.A., Rumyantsev K.E., Prudnikov V.A. Pseudosluchaynaya funktsiya PCOLLAPSER, obespechivayushchaya ekstremal'nyy parallelizm obrabotki informatsii [A pseudo-random PCOLLAPSER function that provides extreme parallelism of information processing], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2019, No. 5 (207), pp. 88-99. DOI: 10.23683/2311-3103-2019-5-8.
2. Raphael Chung-Wei Phan. Mini Advanced Encryption Standard (Mini-AES): A Testbed for Cryptanalysis Students, *Cryptologia*, XXVI (4). Swinburne Sarawak Institute of Technology, 2002, pp. 283-306. Available at: <https://doi.org/10.1080/0161-110291890948>.
3. Bara Hitapuru, Santi Indarjani. Square attack on Mini-AES and Simplified AES using all variants of active nibble position, *AIP Conference Proceedings*, 1729, 020007, 2016. Available at: <https://doi.org/10.1063/1.4946910>.
4. Bizaki H.K., Mansoori S.D. and Falahati A. Linear Cryptanalysis on Second Round Mini-AES, *2006 2nd International Conference on Information & Communication Technologies*, 2006, pp. 1958-1962. DOI: 10.1109/ICTTA.2006.1684690.
5. Asadini Dwi Ajeng Gemellia, Santi Indarjani. Differential attack on mini-AES, *AIP Conference Proceedings*. 1450, 222, 2012. Available at: <https://doi.org/10.1063/1.4724144>.
6. Sundari Tianingrum, Santi Indarjani. Algebraic attack on Mini-AES algorithm, *AIP Conference Proceedings*. 1729, 020003, 2016. Available at: <https://doi.org/10.1063/1.4946906>.
7. Liu X. When Mini-AES Meets Machine Learning: Practice and Experience, *2020 IEEE International Symposium on Systems Engineering (ISSE)*, 2020, pp. 1-5. DOI: 10.1109/ISSE49799.2020.9272227.
8. Data Encryption Standard (DES). National Institute of Standards and Technology. FIPS Publication, 46-3, 1999.
9. Polikarpov S.V., Rumyantsev K.E., Kozhevnikov A.A. Issledovanie lineynykh kharakteristik psevido-dinamicheskikh podstanovok [Investigation of linear characteristics of pseudo-dynamic substitutions], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2015, No. 5 (166), pp. 111-123. Available at: <http://izv-tn.tti.sfedu.ru/wp-content/uploads/2015/5/11.pdf>.
10. Polikarpov S., Rumyantsev K., Petrov D. Computationally efficient method for determining averaged distribution of differentials for pseudo-dynamic substitutions, *International Conference on Electrical, Electronics, Materials and Applied Science, AIP Conf. Proc.*, 1952, eds. V. Rao, A. Ben, S. Bhukya, Amer. Inst. Phys., 2018, UNSP 020091. DOI: 10.1063/1.5032053.
11. Kozhevnikov A.A., Polikarpov S.V., Rumyantsev K.E. On differential properties of a symmetric cryptoalgorithm based on pseudo-dynamic substitutions, *Matematicheskie voprosy kriptografii* [Mathematical Issues of Cryptography], 2016, 7:2, pp. 91-102. DOI: <https://doi.org/10.4213/mvk186>.
12. Biryukov Alex and Léo Perrin. State of the Art in Lightweight Symmetric Cryptography, *IACR Cryptol. ePrint Arch.*, 2017. (2017): 511.
13. Howard M. Heys. Key Dependency of Differentials: Experiments in the Differential Cryptanalysis of Block Ciphers Using Small S-boxes, *Cryptology ePrint Archive, Paper 2020/1349*. 2020. Available at: <https://eprint.iacr.org/2020/1349>.
14. Nir Y., Langley A. ChaCha20 and Poly1305 for IETF Protocols. RFC 8439. 2018. ISSN: 2070-1721.
15. Biham Eli, Shamir Adi. Differential Cryptanalysis of DES-like Cryptosystems, *J. Cryptology*, 1991, Vol. 4, No. 1, pp. 3-72. DOI: <http://dx.doi.org/10.1007/BF00630563>.
16. Matsui Mitsuru. Linear Cryptoanalysis Method for DES Cipher, *Advances in Cryptology - EUROCRYPT '93: Workshop on the Theory and Application of of Cryptographic Techniques, Lofthus, Norway, May 23-27, 1993: Proceedings*, 1993, pp. 386-397. DOI: http://dx.doi.org/10.1007/3-540-48285-7_33.

17. Zhenzhen Bao and Jian Guo and San Ling and Yu Sasaki. SoK: Peigen – a Platform for Evaluation, Implementation, and Generation of S-boxes, *Cryptology ePrint Archive, Paper 2019/209*, 2019.
18. Adrián Ranea and Vincent Rijmen. Characteristic Automated Search of Cryptographic Algorithms for Distinguishing Attacks (CASCADA), *Cryptology ePrint Archive, Paper 2022/513*, 2022. DOI: 10.1049/ise2.12077. <https://eprint.iacr.org/2022/513>
19. Frederik Armknecht, Claude Carlet, Philippe Gaborit, Simon Künzli, Willi Meier, and Olivier Ruatta. Efficient computation of algebraic immunity for algebraic and fast algebraic attacks, *In Proceedings of the 24th annual international conference on The Theory and Applications of Cryptographic Techniques (EUROCRYPT'06)*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, pp. 147-164. Available at: https://doi.org/10.1007/11761679_10
20. Eichlseder M. et al. An Algebraic Attack on Ciphers with Low-Degree Round Functions: Application to Full MiMC. In: Moriai, S., Wang, H. (eds), *Advances in Cryptology – ASIACRYPT 2020. ASIACRYPT 2020: Lecture Notes in Computer Science*, Vol. 12491. Springer, Cham, 2020. Available at: https://doi.org/10.1007/978-3-030-64837-4_16.

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

Поликарпов Сергей Витальевич – Южный федеральный университет; e-mail: polikarpovsv@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 89085159762; к.т.н.

Прудников Вадим Александрович – e-mail: pruvad@yandex.ru; тел.: 89198961427.

Румянцев Константин Евгеньевич – e-mail: rke2004@mail.ru; тел.: 89281827209; д.т.н.; профессор.

Polikarpov Sergey Vital'evich – Southern Federal University; e-mail: polikarpovsv@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +79085159762; cand. of eng. sc.

Prudnikov Vadim Alexandrovich – e-mail: pruvad@yandex.ru; phone: +79198961427.

Rumyantsev Konstantin Evgen'evich – e-mail: rke2004@mail.ru; phone: +79281827209; dr. of eng. sc.; professor.

УДК 681.3:519.2

DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-162-171

В.П. Федосов, А.И. Приходченко

РАНГОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ДАТЧИКА ВИБРАЦИЙ ДЛЯ СИГНАЛИЗАЦИИ ПРИВОДНЕНИЯ САМОЛЕТА-АМФИБИИ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

Цель работы – использование ранговой модели обработки сигналов для сигнализации приводнения самолета-амфибии. Ранговая обработка относится к непараметрическим методам обнаружения сигнала на фоне помех. Непараметрические методы используются, если неизвестен функциональный вид распределения входных данных и указаны только самые общие различия между наличием и отсутствием сигнала. Практически все непараметрические обнаружители содержат в качестве составного элемента устройства, осуществляющие некоторое инвариантное преобразование S массива выборочных значений X . В результате этого преобразования образуется новый массив $Z = SX$, распределение элементов которого при отсутствии сигнала точно известно. Преобразование S , которое выбирается эвристически, позволяет свести задачу обнаружения сигнала на фоне помех с неизвестным распределением к задаче проверки простой гипотезы относительно распределения массива Z . Задачи исследования: 1) предварительная цифровая фильтрация записей полетов самолета-амфибии для применения ранговой обработки; 2) проведение эксперимента для получения характеристик рангового обнаружителя, используемого для сигнализации приводнения самолета-амфибии; 3) анализ полученных результатов. Предложена модель обработки сигналов датчика вибраций для сигнализации приводнения самолета-

амфибии. Модель состоит из полосового фильтра (ПФ), вычислителя СКО, делителя, рангового обнаружителя и формирователя опорной выборки. Ранговый обнаружитель позволяет свести задачу обнаружения сигнала датчика вибраций на фоне помех к задаче проверки простой гипотезы относительно распределения рангов. Для принятия решения о наличии сигнала приводнения применяется непараметрический критерий согласия Ватсона. Предложенная модель обработки обеспечивает следующие параметры системы сигнализации приводнения: 1) нечувствительность к изменяющимся характеристикам сигналов и помех, 2) алгоритм принятия решения гарантирует высокое качество обнаружения в условиях существенной априорной неопределенности. Результаты проведенных исследований показывают: 1) распределение рангов в ситуации отсутствия сигнала всегда аппроксимируется равномерным законом распределения. В ситуациях, когда в смеси присутствует сигнал, равномерное распределение разрушается, и наличие сигнала определяется установленным порогом, 2) датчик на основе ранговых критериев обеспечивает высокое качество обнаружения сигнала приводнения самолета-амфибии. Предлагаемый подход к решению задачи обнаружения может найти место во многих прикладных задачах, где имеет место быть априорная неопределенность. Например, в радиолокации, гидролокации, связи, медицине и других областях науки и техники.

Самолет-амфибия; датчик вибраций; ранговые критерии; априорная неопределенность; критерии согласия; равномерное распределение.

V.P. Fedosov, A.I. Prikhodchenko

RANK PROCESSING OF VIBRATION SENSOR SIGNALS FOR SIGNALING THE LANDING OF AN AMPHIBIOUS AIRCRAFT UNDER CONDITIONS OF A PRIORI UNCERTAINTY

The purpose of the work is to use a rank model of signal processing for signaling the landing of an amphibious aircraft. Rank processing refers to nonparametric methods of detecting a signal against a background of interference. Nonparametric methods are used if the functional type of the input data distribution is unknown and only the most general differences between the presence and absence of a signal are indicated. Almost all nonparametric detectors contain devices as a component element that perform some invariant transformation of the S array of sample values of X . As a result of this transformation, a new array $Z = SX$ is formed, the distribution of elements of which is precisely known in the absence of a signal. The transformation S , which is chosen heuristically, allows us to reduce the problem of detecting a signal against a background of interference with an unknown distribution to the problem of testing a simple hypothesis regarding the distribution of the array Z . Research objectives: 1) preliminary digital filtering of amphibious aircraft flight records for the use of rank processing; 2) conducting an experiment to obtain the characteristics of a rank detector used to signal the landing of an amphibious aircraft; 3) analysis of the results obtained. A model of signal processing of a vibration sensor for signaling the landing of an amphibious aircraft is proposed. The model consists of a bandpass filter (PF), a COEX calculator, a divider, a rank detector and a reference sample generator. The rank detector allows you to reduce the task of detecting the vibration sensor signal against the background of interference to the task of testing a simple hypothesis regarding the distribution of ranks. The nonparametric Watson agreement criterion is used to make a decision on the presence of a drive signal. The proposed processing model provides the following parameters of the flood alarm system: 1) insensitivity to changing characteristics of signals and interference, 2) the decision-making algorithm guarantees high quality of detection in conditions of significant a priori uncertainty. The results of the conducted studies show: 1) the distribution of ranks in the absence of a signal is always approximated by a uniform distribution law. In situations where a signal is present in the mixture, the uniform distribution is destroyed, and the presence of a signal is determined by a set threshold, 2) the sensor based on rank criteria provides high quality detection of the amphibious aircraft landing signal. The proposed approach to solving the detection problem can find a place in many applied problems where there is a priori uncertainty. For example, in radar, sonar, communications, medicine and other fields of science and technology.

Amphibious aircraft; vibration sensor; rank criteria; a priori uncertainty; criteria of agreement; uniform distribution.

Введение. Вопросы повышения безопасности при эксплуатации авиации ставятся на первое место. В частности, при эксплуатации самолетов-амфибий, актуальной задачей является надежное определение момента касания водной поверхности при посадке на воду и отрыва от водной поверхности при взлете с воды.

Научно-конструкторским бюро цифровой обработки сигналов Южного федерального университета (НКБ ЦОС ЮФУ) был разработан и запатентован комплекс автоматической сигнализации приводнения (КАСП) [3], который решал задачу автоматического определения среды (воздух/вода) для лодки самолета-амфибии.

Одним из устройств, входящего в состав КАСП является датчик вибраций. Его задачей является обнаружение вибраций корпуса лодки самолета-амфибии при глиссировании по водной поверхности на большой скорости. Обнаружение вибраций является устойчивым признаком касания водной поверхности при посадке, а прекращение вибраций – надежный признак отрыва от водной поверхности.

Решение выше поставленной задачи приводит к необходимости обнаружения случайного процесса (сигнала датчика вибраций) на фоне случайных помех. В КАСП используются алгоритмы обработки сигналов, полученные эвристически. Представляет интерес поиск оптимального в статистическом смысле алгоритма обработки сигналов датчика вибраций. В [1] и [2] был найден и обоснован такой оптимальный алгоритм обработки.

Ранговая обработка относится к непараметрическим методам обнаружения сигнала на фоне помех. Обработка статистических данных при использовании ранговых критериев проводится в двух этапах: 1) инвариантное преобразование S входной выборки X , после которого распределение выборки $Z = S(X)$ уже известно в отсутствие сигнала, 2) формирование алгоритма принятия решений, по которому определяется наличие или отсутствие сигнала во входной выборке X .

Далее приведены необходимые теоретические сведения о ранговых критериях. Приведем определение рангов.

Рангом i -го элемента x_i массива выборочных значений X является порядковый номер R_i этого элемента в вариационном ряду $x_1 \leq x_2 \leq \dots \leq x_{(R_i)} \leq \dots \leq x_n$, где n – число элементов выборки. Тогда, вычисление рангов проводится по формуле (1) [4]:

$$R_i = \sum_{k=1}^n \operatorname{sgn}(x_i - x_k). \quad (1)$$

Так как совокупность рангов $\{R_1, \dots, R_n\}$ есть не что иное как перестановка целых чисел от 1 до n , то из статистики известно, что все такие перестановки равновероятны. Поэтому совместное распределение рангов, вычисленных по (1), будет равномерным [3] и не зависит от распределения исходной выборки X :

$$p(R_1, \dots, R_n) = \frac{1}{n!}. \quad (2)$$

Для обнаружения присутствия сигнала во входной выборке X , необходимо проводить вычисление рангов R_i по опорной выборке $Y: \{y_1, \dots, y_m\}$, которая представляет собой чистую помеху. Тогда выражение (1) для вычисления рангов примет вид:

$$R_i = \sum_{k=1}^m \operatorname{sgn}(x_i - y_k). \quad (3)$$

Если входная выборка X отличается от опорной выборки Y , то равномерный закон распределения рангов нарушается, что говорит о наличии сигнала во входной выборке X . Для обнаружения сигнала используется непараметрический крите-

рий согласия Ватсона для проверки равномерного распределения [6–12]. Ранговая обработка дает возможность решения задач, где требуется обнаружение сигнала в условиях непараметрической априорной неопределенности, когда неизвестны ни параметры, ни вид плотностей вероятности сигналов и помех.

1. Постановка задачи. Рассматривается непараметрическая задача обнаружения сигнала $s(t)$ датчика вибраций на фоне аддитивной, стационарной и однородной помехи $y(t)$. Входной процесс $x(t) = s(t) + y(t)$ представлен массивом выборочных значений $X: \{x_1, \dots, x_n\}$. Входные данные в условиях чистой помехи, представлены в виде массива $Y: \{y_1, \dots, y_m\}$.

Задача состоит в применении ранговой модели обработки к сигналам датчика вибраций с целью сигнализации приводнения самолета-амфибии. Зададим следующие уровни вероятности ложной тревоги: $P_{лт} = 10^{-3}, 10^{-5}, 10^{-7}$.

Для упрощения исходных данных рассматривается бинарная задача: 1-ый класс сигналов $s(t)$ – сигналы с датчика вибраций в режиме приводнения (посадки на воду), взлета с воды и забора воды; 2-ой класс сигналов $y(t)$ – все остальные режимы полетов самолета-амфибии (полет, сброс воды и т.д.).

2. Проведение исследований по обнаружению сигнала датчика вибраций с помощью предложенной модели обработки сигналов на основе ранговых критериев. Для синтеза опорной выборки Y необходимо исследовать записи полетов самолета-амфибии, которые НКБ ЦОС ЮФУ согласилось предоставить.

Прежде чем подавать сигналы с датчика вибраций на ранговый обнаружитель, сначала необходимо провести цифровую обработку: 1) ПФ подавить область нулевых частот для устранения нестационарности постоянной составляющей помехи, и область выше частоты Найквиста для подавления шумов квантования; 2) разделить помеху на ее СКО, чтобы ранговый обнаружитель не реагировал на усиление/ослабление помехи. В качестве ПФ можно использовать КИХ фильтр с прямоугольной полосой или же воспользоваться алгоритмом синтеза КИХ фильтра, приведенном в [5].

Было предложено синтезировать опорную выборку Y из 5000 значений случайной величины, плотность вероятности которой будет совпадать со средним распределением реальной помехи.

Ниже предложен алгоритм синтеза опорной выборки Y :

1. По гистограмме, полученной из анализа записей полетов самолета-амфибии 2-го класса сигналов, подобрать подходящую кривую, аппроксимирующую распределение помехи. Для аппроксимации распределения было предложено использовать кривые Джонсона из-за их простоты.

2. Используя полученное теоретическое распределение и метод Неймана, получить 5000 отсчетов с "усредненным" распределением. Проверить полученную синтезированную выборку на соответствие теоретическому распределению (используя критерий Пирсона или Колмогорова-Смирнова). Использовался критерий Пирсона.

3. Если критерий согласия показывает хорошее соответствие синтезированной выборки и теоретического распределения – аппроксимация выполнена успешно. Если нет, повторяем шаг 2.

На рис. 1 приведена структурная схема рангового обнаружителя для обнаружения сигнала датчика вибраций и сигнализации приводнения самолета-амфибии.

На рис. 2 приведена кривая Джонсона, аппроксимирующая плотность распределения помехи.

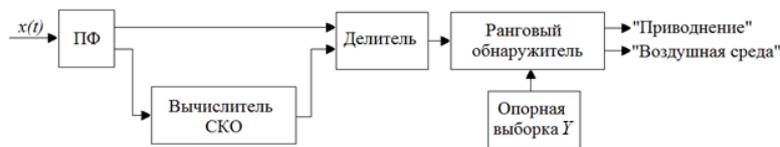


Рис. 1. Структурная схема рангового обнаружителя для обнаружения сигнала датчика вибраций самолета-амфибии

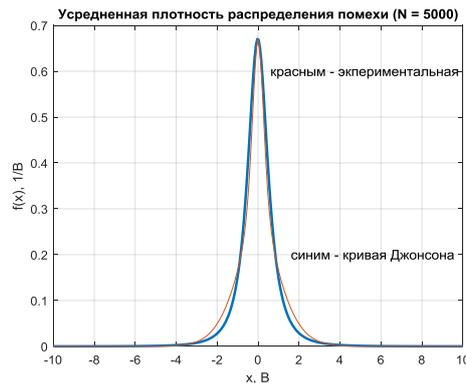


Рис. 2. Аппроксимация кривой Джонсона усредненной плотности вероятности помехи

Опуская описание метода Неймана [14] для синтеза опорной выборки, переходим непосредственно к результатам эксперимента.

При анализе записей полетов самолета-амфибии, было выяснено не только то, что помеха меняет свои параметры от одной записи к другой, также в ней присутствуют случайные выбросы, обусловленные, либо дрожанием фюзеляжа, либо от погодных условий (шквалистый ветер, гром), либо от включения турбин для ускорения полета. Для предотвращения ложного срабатывания датчика, дополнительно к вышеописанному алгоритму добавилась еще компенсация гистограммы распределения рангов в отсутствии сигнала. Компенсация заключалась в выравнивании соседних столбцов гистограммы в случае, когда точно известно, что сигнала нет. Тогда, в случае же присутствия сигнала, компенсация на принятие решения не повлияет, при этом дополнительно минимизируется ложное срабатывание.

На рис. 3 и 4 приведены гистограммы распределения рангов при отсутствии сигнала и при наличии сигнала соответственно. Наличие «колокола» в середине гистограммы в ситуации присутствия сигнала обусловлено компенсацией, описанной выше.

На рис. 5 приведена временная диаграмма данной записи и выходной сигнал рангового обнаружителя. По вертикальной оси безразмерная величина (так как выполнялось деление на СКО).

Из анализа рис. 5 следует, что сигнал с датчика вибраций (входной сигнал рангового обнаружителя) в режиме приводнения превышает уровень помех в несколько раз (отношение сигнал/помеха больше 0 dB). Поэтому, вероятность правильного обнаружения $P_{по}$ рангового обнаружителя будет не хуже чем заявленная в табл. 2 в [1] и [2].

Для сравнения характеристик обнаружения (зависимость $P_{по}$ от отношения сигнал/помеха, в данном случае по уровню) рангового обнаружителя был выбран контрастный метод, который заключается в обычном превышении порога уровня

сигнала на входе, при заданной вероятности ложной тревоги $P_{лт}$. Характеристики обнаружения для рангового обнаружителя рассматривались для случая, когда полезным сигналом является гармоническая функция, а помехой – белый шум с нормальным распределением. На рис. 6 приведены характеристики обнаружения для рангового обнаружителя и обнаружителя на основе контрастного метода. Видно, что характеристики обнаружения рангового обнаружителя имеют менее выраженную зависимость от вероятности ложной тревоги, нежели метод контраста.

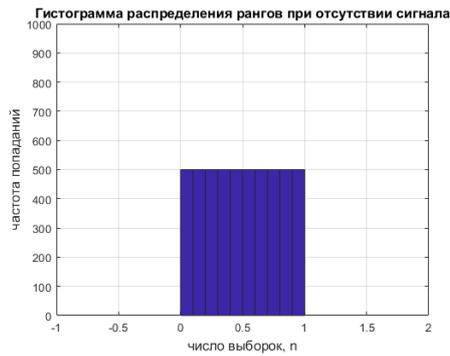


Рис. 3. Гистограмма распределения при отсутствии сигнала

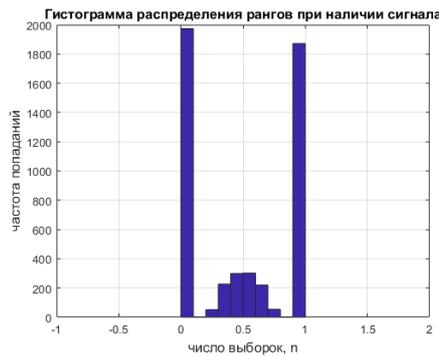


Рис. 4. Гистограмма распределения при наличии сигнала

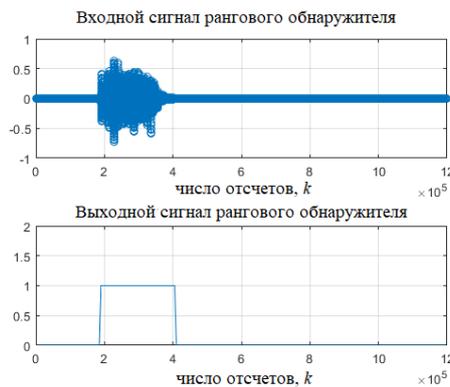


Рис. 5. Сигнал с датчика вибраций и выход рангового обнаружителя (0 - «воздушная среда», 1 – «приводнение»)

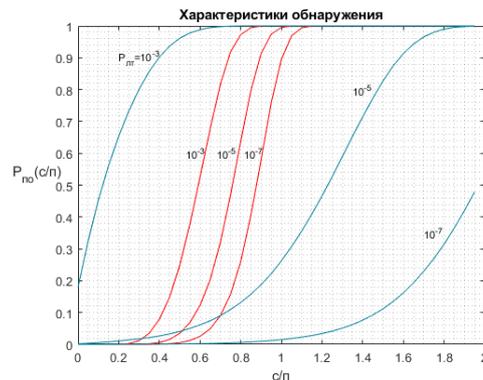


Рис. 6. Характеристики обнаружения для рангового обнаружителя (красным) и контрастного метода (синим)

Заключение. Результаты проведенного эксперимента показывают, что распределение рангов в ситуации отсутствия сигнала с датчика вибраций всегда аппроксимируется равномерным законом распределения. В ситуациях, когда во входной выборке присутствуют сигналы 1-го класса, равномерное распределение нарушается, и наличие сигнала определяется непараметрическим критерием согласия Ватсона. Рис. 2.5 показывает, что система позволяет точно определить момент касания лодки самолета-амфибии с водной поверхностью.

Результаты исследования могут быть полезны не только разработчикам и конструкторам предприятия НКБ ЦОС ЮФУ, но и другим организациям, эксплуатирующим самолеты-амфибии. Модель обработки сигнала на основе ранговых критериев может найти применение во многих областях науки и техники, где стоит задача обнаружения в условиях существенной априорной неопределенности. Все записи полетов были предоставлены НКБ ЦОС ЮФУ, за что авторы выражают искреннюю благодарность.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Приходченко А.И. Выбор статистически оптимального критерия согласия равномерного распределения для ранговой обработки сигналов в условиях априорной неопределенности // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 3 (220).
2. Приходченко А.И. Непараметрический критерий согласия равномерного распределения для ранговой обработки сигналов в условиях априорной неопределенности // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении «КомТех-2021»: Матер. Всероссийской научно-технической конференции с международным участием: в 2 т. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2021.
3. Патент № 2611466 Российская Федерация, МПК В54Д 45/04, G08G 5/02. Способ сигнализации приводнения и взлета с водной поверхности самолета-амфибии и устройство для его осуществления / Маркович И.И., Душенин Ю.В., Марьев А.А., Долгошеев Ю.Б.; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Южный федеральный университет»; заявл. 05.10.2015; опубл. 22.02.2017, Бюл. № 6. – 12 с.
4. Лапий В.Ю., Калюжный А.Я., Красный Л.Г. и др. Устройства ранговой обработки информации. – К.: Техника, 1986. – 120 с. – С. 119-120.
5. Марьев А.А., Приходченко А.И. Алгоритм синтеза цифровых нерекурсивных фильтров с амплитудно-частотными характеристиками произвольной формы // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении «КомТех-2020»: Матер. Всероссийской научно-технической конференции с международным участием: в 2 т. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2020.

6. Р 50.1.033–2001. Рекомендации по стандартизации. Прикладная статистика. Правила проверки согласия опытного распределения с теоретическим. Ч. I. Критерии типа хи-квадрат. – М.: Изд-во стандартов, 2002. – 87 с.
7. Лемешко Б.Ю., Блинов П.Ю. Критерии проверки отклонения распределения от равномерного закона. – Новосибирск, 2015. – 182 с.
8. Лемешко Б.Ю., Блинов П.Ю., Лемешко С.Б. О критериях проверки равномерности закона распределения вероятностей // Автометрия. – 2016. – Т. 52, № 2.
9. Лемешко Б.Ю., Горбунова А.А. О применении и мощности непараметрических критериев согласия Купера, Ватсона и Жанга // Измерительная техника. – 2013. – № 5. – С. 3-9.
10. Lemeshko B.Yu., Gorbunova A.A. Application of nonparametric Kuiper and Watson tests of goodness-of-fit for composite hypotheses // Measurement Techniques. – 2013. – Vol. 56, No. 9. – P. 965-973.
11. Watson G.S. Goodness-of-fit tests on a circle. I // Bio-metrika. – 1961. – Vol. 48, No. 1-2. – P. 109-114.
12. Watson G.S. Goodness-of-fit tests on a circle. II // Bio-metrika. – 1962. – Vol. 49, No. 1-2. – P. 57-63.
13. Кобзарь А.И. Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных сотрудников. – М.: Физматлит, 2006. – 816 с.
14. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. – М.: Изд-во «Советское радио», 1971. – 328 с.
15. Федосов В.П. Прикладные математические методы в статистической радиотехнике: учеб. пособие. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1998. – 74 с.
16. Рыжов В.П., Федосов В.П. Оптимальные методы обработки сигналов на фоне помех: Текст лекций. – Таганрог: Изд-во ТРТИ, 1990. – 54 с.
17. Федосов В.П. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2017. – 282 с.
18. Рыжов В.П., Федосов В.П. Анализ радиотехнических устройств при воздействии случайных процессов. – Таганрог: ТРТИ, 1986.
19. Рыжов В.П., Федосов В.П. Статистические методы обработки сигналов. – Таганрог: ТРТИ, 1986.
20. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. – М.: Советское радио, 1977. – 432 с.
21. Богданович В.А., Вострецов А.Г. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов. – М.: Физматлит, 2003. – 320 с.
22. Гаек Я., Шидак З. Теория ранговых критериев: пер. с англ. – М.: Наука, 1971.
23. Рабинер Л., Гоулд Р. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978.
24. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Изд-во «Питер», 2002. – 608 с.

REFERENCES

1. Prikhodchenko A.I. Vybora statisticheski optimal'nogo kriteriya soglasiya ravnomernogo raspredeleniya dlya rangovoy obrabotki signalov v usloviyakh apriornoy neopredelennosti [Selection of statistically optimal criterion of uniform distribution agreement for rank signal processing under conditions of a priori uncertainty], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2021, No. 3 (220).
2. Prikhodchenko A.I. Neparametricheskii kriteriy soglasiya ravnomernogo raspredeleniya dlya rangovoy obrabotki signalov v usloviyakh apriornoy neopredelennosti [Nonparametric criterion of uniform distribution agreement for rank signal processing under conditions of a priori uncertainty], *Komp'yuternye i informatsionnye tekhnologii v nauke, inzhenerii i upravlenii «KomTekh-2021»: Mater. Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem* [Computer and information technologies in science, engineering and management "Komtech-2021": Materials of the All-Russian Scientific and Technical Conference with international participation]; in 2 vol. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2021.
3. Markovich I.I., Dushenin Yu. V., Mar'ev A.A., Dolgosheev Yu.B. Patent № 2611466 Rossiyskaya Federatsiya, MPK B54D 45/04, G08G 5/02. Sposob signalizatsii privodneniya i vzleta s vodnoy poverkhnosti samoleta-amfibii i ustroystvo dlya ego osushchestvleniya [Method of signaling landing and take-off from the water surface of an amphibious aircraft and

- a device for its implementation]; applicant and patent holder Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education "Southern Federal University"; application 05.10.2015; publ. 22.02.2017, Bull. No. 6, 12 p.
4. Lapiy V.Yu., Kalyuzhnyy A.Ya., Krasnyy L.G. i dr. Ustroystva rangovoy obrabotki informatsii [Devices of rank processing of information]. K.: Tekhnika, 1986, 120 p., pp. 119-120.
 5. Mar'ev A.A., Prikhodchenko A.I. Algoritm sinteza tsifrovyykh nerekursivnykh fil'trov s amplitudno-chastotnymi kharakteristikami proizvol'noy formy [Algorithm of synthesis of digital non-recursive filters with amplitude-frequency characteristics of arbitrary shape], *Komp'yuternye i informatsionnye tekhnologii v nauke, inzhenerii i upravlenii «KomTekh-2020»*: Mater. Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem [Materials of the All-Russian Scientific and Technical Conference with international participation]: in 2 vol. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2020.
 6. R 50.1.033–2001. Rekomendatsii po standartizatsii. Prikladnaya statistika. Pravila proverki soglasiya opytного raspredeleniya s teoreticheskim. Ch. I. Kriterii tipa khi-kvadrat [P 50.1.033–2001. Recommendations for standardization. Applied statistics. Rules for verifying the agreement of the experimental distribution with the theoretical one. Part I. Criteria of the chi-square type]. Moscow: Izd-vo standartov, 2002, 87 p.
 7. Lemeshko B.Yu., Blinov P.Yu. Kriterii proverki otkloneniya raspredeleniya ot ravnomernogo zakona [Criteria for checking the deviation of the distribution from the uniform law]. Novosibirsk, 2015, 182 p.
 8. Lemeshko B.Yu., Blinov P.Yu., Lemeshko S.B. O kriteriyakh proverki ravnomernosti zakona raspredeleniya veroyatnostey [On the criteria for checking the uniformity of the probability distribution law], *Avtometriya* [Autometry], 2016, Vol. 52, No. 2.
 9. Lemeshko B.Yu., Gorbunova A.A. O primeneni i moshchnosti neparametricheskikh kriteriev soglasiya Kupera, Vatsona i Zhanga [On the application and power of nonparametric criteria of Cooper, Watson and Zhang agreement], *Izmeritel'naya tekhnika* [Measuring Technique], 2013, No. 5, pp. 3-9.
 10. Lemeshko B.Yu., Gorbunova A.A. Application of nonparametric Kuiper and Watson tests of goodness-of-fit for composite hypotheses, *Measurement Techniques*, 2013, Vol. 56, No. 9, pp. 965-973.
 11. Watson G.S. Goodness-of-fit tests on a circle. I, *Bio-metrika*, 1961. – Vol. 48, No. 1-2, pp. 109-114.
 12. Watson G.S. Goodness-of-fit tests on a circle. II, *Bio-metrika*, 1962, Vol. 49, No. 1-2, pp. 57-63.
 13. Kobzar' A.I. Prikladnaya matematicheskaya statistika. Dlya inzhenerov i nauchnykh sotrudnikov [Applied mathematical statistics. For engineers and researchers]. Moscow: Fizmatlit, 2006, 816 p.
 14. Bykov V.V. TSifrovoe modelirovanie v statisticheskoy radiotekhnike [Digital modeling in statistical radio engineering]. Moscow: Izd-vo «Sovetskoe radio», 1971, 328 p.
 15. Fedosov V.P. Prikladnye matematicheskie metody v statisticheskoy radiotekhnike: ucheb. posobie [Applied mathematical methods in statistical radio engineering: a textbook]. Taganrog: Izd-vo TRTU, 1998, 74 p.
 16. Ryzhov V.P., Fedosov V.P. Optimal'nye metody obrabotki signalov na fone pomekh: Tekst lektsiy [Optimal methods of signal processing against the background of interference: Text of lectures]. Taganrog: Izd-vo TRTI, 1990, 54 p.
 17. Fedosov V.P. Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: ucheb. posobie [Radio engineering circuits and signals: textbook]. Rostov-on-Don: Izd-vo YuFU, 2017, 282 p.
 18. Ryzhov V.P., Fedosov V.P. Analiz radiotekhnicheskikh ustroystv pri vozdeystvii sluchaynykh protsessov [Analysis of radio engineering devices under the influence of random processes]. Taganrog: TRTI, 1986.
 19. Ryzhov V.P., Fedosov V.P. Statisticheskie metody obrabotki signalov [Statistical methods of signal processing]. Taganrog: TRTI, 1986.
 20. Repin V.G., Tartakovskiy G.P. Statisticheskiy sintez pri apriornoy neopredelennosti i adaptatsiya informatsionnykh sistem [Statistical synthesis with a priori uncertainty and adaptation of information systems]. Moscow: Sovetskoe radio, 1977, 432 p.
 21. Bogdanovich V.A., Vostretsov A.G. Teoriya ustoychivogo obnaruzheniya, razlicheniya i otsenivaniya signalov [Theory of stable detection, discrimination and evaluation of signals]. Moscow: Fizmatlit, 2003, 320 p.

22. *Gaek Ya., Shidak Z.* Teoriya rangovykh kriteriev [Theory of rank criteria]: trans. from engl. Moscow: Nauka, 1971.
23. *Rabiner L., Gould R.* Teoriya i primeneniye tsifrovoy obrabotki signalov [Theory and application of digital signal processing]. Moscow: Mir, 1978.
24. *Sergienko A.B.* Tsifrovaya obrabotka signalov [Digital signal processing]. Saint Petersburg: Izd-vo «Piter», 2002, 608 p.

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

Федосов Валентин Петрович – Южный федеральный университет; e-mail: vpfed@mail.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +78634360415; кафедра теоретических основ радиотехники; д.т.н.; профессор.

Приходченко Алексей Иванович – e-mail: zzalexeizz@yandex.ru; тел.: +78634371632; кафедра теоретических основ радиотехники; аспирант.

Fedosov Valentin Petrovich – Southern Federal University; e-mail: vpfed@mail.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634360415; the department of fundamentals of radio engineering; dr. of eng. sc.; professor.

Prihodchenko Alexey Ivanovich – e-mail: zzalexeizz@yandex.ru; phone: +78634371632; the department of fundamentals of radio engineering; postgraduate.

Раздел III. Электроника, нанотехнологии и приборостроение

УДК 621.396.677.49

DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-172-192

А.О. Касьянов

МИКРОВОЛНОВЫЕ ПОЛЯРИЗАТОРЫ НА ОСНОВЕ ПЕЧАТНЫХ ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТОК МЕАНДРОВОГО ТИПА

Данная статья посвящена анализу результатов численного исследования характеристик рассеяния печатных поляризаторов на основе электродинамического моделирования дифракционных решеток, выполненных на основе меандровых линий передачи в микрополосковом исполнении. С помощью полноволновой математической модели проведено всестороннее численное исследование меандровых поляризаторов микроволнового диапазона, выполненных в виде многоэлементных мультипланарных печатных решеток. На основе проведенных исследований найдены конструктивные решения для поляризаторов в интегральном исполнении, реализующих функции трансформаторов поляризации волн микроволнового диапазона. Рассмотрены вопросы конструктивного синтеза планарных поляризаторов для создания устройств трансформации поляризации, интегрируемых в излучающие и распределительные системы современных многоэлементных фазированных антенных решеток в печатном исполнении. Получены численные результаты электродинамического моделирования трансформаторов поляризации волн микроволнового диапазона на основе печатных дифракционных решеток, которые могут быть использованы для выбора наиболее рациональных вариантов топологий поляризаторов при разработке многофункциональных обтекателей в антеннах СВЧ. На основе полученных численных данных рассматриваются возможности применения ряда вариантов плоских дифракционных решеток в качестве поляризаторов проходного типа в составе антенных обтекателей. Предложенные в работе трансформаторы поляризации электромагнитного поля в виде мультипланарных печатных решеток, входящих в состав антенных обтекателей, предназначены для обеспечения расширения функциональных возможностей перспективных радиоэлектронных средств, содержащих сканирующие антенные решетки, устанавливаемые под антенными обтекателями. Кроме того, применение предложенных в работе реконфигурируемых поляризаторов открывает дополнительные возможности по цифровому управлению полями рассеяния различных объектов радиолокационного наблюдения, позволяя создавать желаемые радиолокационные образы защищаемых объектов.

Поляризатор на меандровых линиях передачи; коэффициент эллиптичности; коэффициент стоячей волны; коэффициент прохождения волн; печатная антенная решетка; дифракционная решетка; математическое моделирование; переизлучатель; мультипланарная электродинамическая структура.

А.О. Kasyanov

EM POLARIZERS BASED ON PRINTED GRATINGS OF MEANDER LINES AT MICROWAVES

The problem of printed gratings application is considered as converters of electromagnetic waves polarization and polarizing modulators. Two directions in development of antenna engineering are considered in this paper. In each of them the scattering fields control of an antenna arrays allows essentially to expand functionalities of radio engineering sets. The first direction is the creation of auxiliary depolarizing reflectors for two-mirror reflector antennas and folded lenses. In addition, in meanderline polarizers based on printed gratings, it is possible to constructively realize the necessary phase distribu-

tions of the field on their surfaces. Thus, it becomes possible to use such meanderline polarizers to create multifunctional microwave antenna radomes. The second direction is connected to application of antenna arrays for a reduction of a radar cross section of the radar-tracking targets. Transformation of a field polarization by an antenna array allows to achieve both these purposes. In an aspect of high cost and complexity of arrays experimental researches as a method of the analysis the mathematical simulation is selected. Besides, it is shown that introduction of impedance loads in the construction of the re-radiating elements of the printed grating opens additional possibilities for controlling the field scattered by it. Thus, meanderline polarizers with improved characteristics can be realized on the basis of microstrip-pin gratings. The given results can be used for choosing the most of rational electrodynamic structure geometry variant at decision of particular problems by antennas engineering. The possible flat arrays based on printed complicated shape elements application area is also discussed and it's shown these arrays are the very attractive type for controllable radioelectronic covers designing at microwaves. Some numerical results presented prove the possibility of a printed arrays application as smart covers microwave modules.

Polarization transformation; meander-line polarizer; transmission of electromagnetic waves; grating; printed array; microwave range; re-radiator; axial ratio; voltage standing wave ratio; mathematical simulation; multilayered EM structure.

Введение. Настоящая статья посвящена исследованию меандровых поляризаторов, выполненных на основе печатных дифракционных решеток. В статье показана возможность применения меандровых поляризаторов для достаточно эффективной трансформации поляризации поля линейной поляризации во вращающуюся с высоким коэффициентом эллиптичности ε и наоборот. При этом показана возможность не только преобразования поляризации поля в широкой полосе частот, но и возможность управления характеристиками рассеяния поляризатора. Область применения таких поляризаторов достаточно широка от систем радиосвязи [1, 2] до радиолокационных систем [3]. В частности, они могут быть использованы при создании наземных терминалов систем подвижной спутниковой связи сухопутного, морского и воздушного базирования [4], а также при создании перспективных радиолокационных систем, позволяющих реализовать режим поляриметрических радиолокационных измерений, используемый, например, в метеорологических радиолокаторах [3] и современных радиолокационных досмотровых системах. Введение таких поляризаторов в состав многофункциональных антенных обтекателей [5–8] перечисленных выше радиосистем позволяет, как минимум, в два раза уменьшить число приема-передающих каналов таких систем [9], а, следовательно, снизить затраты на их создание и повысить надежность их эксплуатации.

Перспективность использования меандровых поляризаторов при создании радиосистем достаточно широко известна в профессиональной среде. В связи с этим вопросам их разработки, изготовления и эксплуатации посвящено весьма значительное число работ. Среди них, прежде всего, следует отметить такие как [10–15]. Меандровые поляризаторы представляют собой многослойные металлодиэлектрические структуры на основе периодических печатных решёток. При этом в подавляющем большинстве указанных выше работ в различных слоях многослойных структур меандровых поляризаторов печатные решетки имеют шаги периодичности отличные от решеток, расположенных в смежных слоях поляризатора. Поскольку это обстоятельство несколько усложняет их анализ и конструктивный синтез в [16] для преодоления этого затруднения даже предлагается использовать метод обобщенной матрицы рассеяния. В то же время известны работы, например, [17], в которых меандровые поляризаторы строятся на основе каскадного включения N одинаковых печатных дифракционных решеток. При этом в широкой полосе частот удается добиться необходимого преобразования поляризации, обеспечив при этом не только незначительность поляризационных потерь, но и потерь на рассогласование, так как обычно меандровые поляризаторы представляют собой микроволновые устройства проходного типа. Недостатком таких поляризаторов

ров является необходимость увеличивать число каскадов N для того, чтобы обеспечить требуемые характеристики преобразования/ согласования в широкой полосе частот. Очевидно, что при увеличении N растет и толщина поляризатора Δ . При этом на величину Δ , в основном, влияет необходимость разделять отдельные каскады меандрового поляризатора воздушными прослойками толщиной $\lambda/4$ каждая, где λ – длина волны. В то же время известны [18] методики проектирования тонкослойных меандровых поляризаторов, позволяющие преодолеть указанный недостаток. При использовании таких методик удастся создавать меандровые поляризаторы требуемой толщины.

Помимо традиционных меандровых поляризаторов проходного типа, известны и отражательные поляризаторы на меандровых линиях, в частности, выполняющие функции твист-рефлекторов [19], в том числе и в широкой полосе частот [20–21]. Дополнительные возможности по трансформации поляризации поля открываются в меандровых поляризаторах, выполненных на киральных подложках [22]. При этом появляются возможности управления их характеристиками рассеяния. Вопросам управляемого рассеяния волн поляризаторами, в том числе и на меандровых линиях передачи, посвящены работы автора [23–26].

Целью работы является выработка рекомендаций по построению печатных поляризаторов на меандровых линиях передачи (меандровых поляризаторов) с требуемыми радиотехническими, конструктивно-технологическими и массо-габаритными параметрами.

Рассмотрим возможность применения печатного поляризатора на меандровых линиях передачи в составе многофункционального обтекателя активной фазированной антенной решетки (АФАР) наземного терминала низкоорбитальной системы подвижной спутниковой связи (СПСС), описанной автором в работе [2], где рассматриваются особенности построения двухполяризационных сосредоточенно-распределенных АФАР L- и S-диапазонов с полусферическим сектором обзора. Введение меандровых поляризаторов в состав антенных обтекателей таких АФАР позволит в 2 раза уменьшить число их приемно-передающих каналов, а, следовательно, снизить затраты на их создание и повысить надежность их эксплуатации.

Ниже в качестве примера рассмотрим результаты численного исследования многокаскадных печатных поляризаторов на меандровых линиях L- диапазона частот. Проведенное численное исследование основывается на описанной в [27] обобщенной математической модели мультипланарной металлодиэлектрической дифракционной решетки печатных переизлучателей. При этом применяется методика проектирования, позволяющая с помощью коэффициентов масштаба топологии единичных ячеек каждой из печатных решеток, входящих в состав поляризатора, применить результаты конструктивного синтеза, ранее полученные в заданном диапазоне частот, при разработке поляризатора требуемого диапазона.

Меандровый поляризатор L-диапазона частот. Рассмотрим многослойный меандровый поляризатор, составленный из одинаковых дифракционных решеток печатных элементов, выполненных в виде микрополосковых линий передачи, токоведущие ленточные проводники которых изогнуты в форме меандра. На рис. 1,а в качестве примера приведено схематическое изображение канала Флоке шестикаскадного меандрового поляризатора на основе одинаковых микрополосковых дифракционных решеток.

На рис. 1,б показано схематическое изображение единичной ячейки одной из таких решеток, на котором указано: T_x, T_y – шаги решетки вдоль осей x и y выбранной системы координат XOY ; d_x, d_y – ширина печатного проводника, изогнутого в виде меандра; l_x, l_y – протяженность изгиба и величина отклонения печатного ленточного проводника от его оси в месте изгиба.

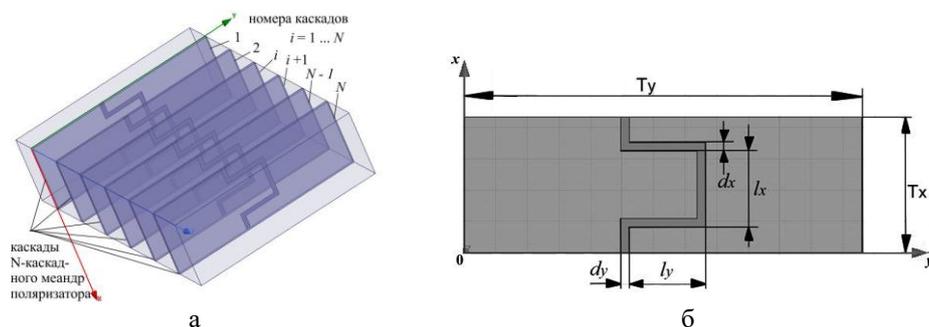


Рис. 1. Топология единичной ячейки решетки из состава поляризатора:
а – изометрическое изображение; б – проекция в плоскости xOy

В качестве примера численно исследован вариант компоновки N -каскадного меандрового поляризатора без смещения меандровых линий передачи в каскадах меандрового поляризатора. На рис. 2 показано схематическое изображение сечения многокаскадного меандрового поляризатора плоскостью ZOY .

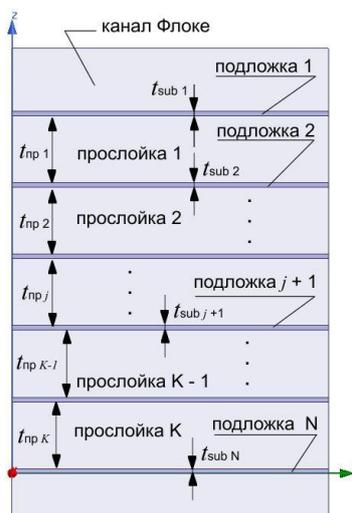


Рис. 2. Разрез единичной ячейки печатного поляризатора плоскостью zOy

Как видно из рис. 2, между собой отдельные каскады поляризатора разделены K -прослойками, каждая из которых может быть выполнена из сотового материала с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r близкой к 1, аналогично тому, как это сделано в антенном обтекателе, описанном автором в работе [6]. Здесь обозначено: $t_{пр i}$ – толщина i -й воздушной прослойки из K прослоек, разделяющих между собой печатные дифракционные решетки из состава меандрового поляризатора; $t_{sub j}$ – толщина диэлектрической подложки j -й печатной дифракционной решетки из N -решеток, входящих в состав такого поляризатора; N -число каскадов поляризатора, $K = N - 1$. Ленточные проводники каждой дифракционной решетки изогнуты в виде меандра и нанесены на диэлектрические подложки. Поскольку рассматриваемая электродинамическая структура является поляризатором проходного типа теневые стороны каждой из подложек свободны от металлизации. При этом в качестве материалов, на основе которых выполняются подложки, должны использоваться материалы имеющие весьма незначительные диэлектрические потери.

Поляризатор из печатных решеток на подложках из фторопласта. В качестве первого примера рассмотрим шестикаскадный ($N = 6$) меандровый поляризатор, выполненный на подложках из фторопласта с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_R \approx 2$. На рис. 3 показаны частотные характеристики (ЧХ) коэффициента эллиптичности ε меандровых решеток, отличающихся между собой значением коэффициента масштаба, введение которого позволяет за счёт масштабирования топологии микрополосковой линии передачи применить результаты моделирования к различным диапазонам частот.

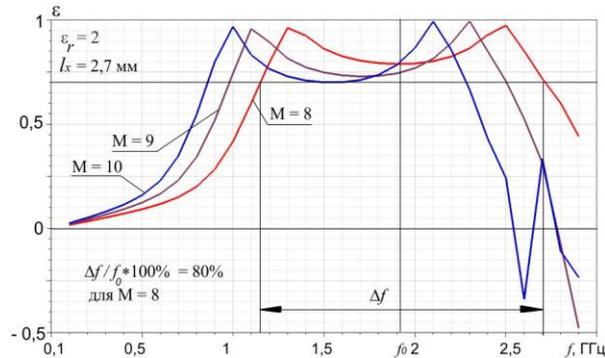


Рис. 3. Частотные характеристики коэффициента эллиптичности поляризаторов на меандровых линиях, выполненных на подложках из фторопласта

Для рассматриваемого примера выбраны такие значения коэффициентов масштаба M , при которых результаты моделирования, полученные в X -диапазоне, применением соответствующих коэффициентов M могут быть применены в L -диапазоне.

Параметры единичной ячейки меандрового поляризатора X -диапазона приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры единичной ячейки меандрового поляризатора X -диапазона частот

№	Наименование параметра	Обозначение	Значение, мм
1.	Шаг решетки по X	T_x	4,8
2.	Шаг решетки по Y	T_y	14
3.	Толщина подложки	t_1	0,201
4.	Толщина прослойки	$t_{пр}$	3
5.	Ширина проводника вдоль X	d_x	0,3
6.	Ширина проводника вдоль Y	d_y	0,3
7.	Длина плеча меандра вдоль X	l_x	2,7
8.	Длина плеча меандра вдоль Y	l_y	2,7

При этом для пересчета топологии единичной ячейки поляризатора из X -диапазона частот в L -диапазон значения коэффициентов M должны изменяться в пределах от $M = 8$ до $M = 10$. Как видно из графиков, показанных на рис. 3, данный поляризатор является весьма широкополосным. Так, ширина полосы частот Δf , в которой величина $\varepsilon \geq 0,7$, составляет от 80 до 90 процентов при изменении коэффициента масштаба M в пределах от $M = 8$ до $M = 10$. Как видно из графиков, с ростом M возрастает и Δf . При этом в полосе преобразования поля линейной поляризации в поле вращающейся поляризации Δf , как видно из графиков, на двух частотах f_1 и f_2 наблюдается практически полное преобразование поля линейной поляризации в поле круговой поляризации, когда $\varepsilon \approx 1$. В интервале между частотами f_1 и f_2 коэффициент эллиптичности ε снижается, достигая минимального значения ε_{\min} на частоте близкой к центральной частоте диапазона преобразования поляризации f_0 . Очевидно, что увеличение коэффициента масштаба M сопровождается снижением частоты f_0 . Таким образом, удается за счет масштабирования произвести пересчет топологии поляризатора X -диапазона ($M = 1$) в поляризатор L -диапазона ($M = 10$). Как отмечалось выше, увеличение M приводит к расширению полосы преобразования, сопровождающемуся снижением ε_{\min} . Так, если при $M = 8$, то $\varepsilon_{\min} \approx 0,85$, а при $M = 10$ $\varepsilon_{\min} \approx 0,7$.

Представляет интерес рассмотреть характеристики согласования вышеописанного поляризатора. На рис. 4 показаны частотные зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению (K_{CTU}) поляризатора при значениях коэффициента масштаба, возрастающих от $M = 8$ до $M = 10$ с шагом 0,5.

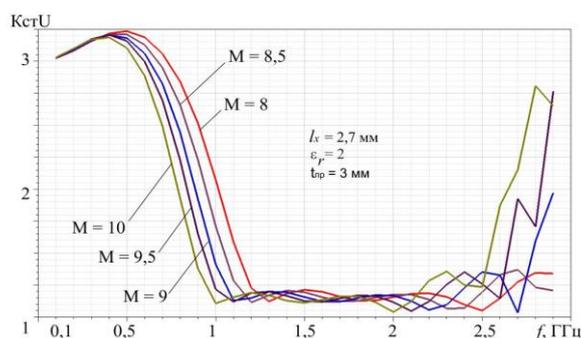


Рис. 4. Частотные характеристики коэффициента стоячей волны поляризатора на меандровых линиях, выполненных на подложках из фторопласта

Как видно из сравнения графиков, показанных на рис. 3 и 4, значения нижней f_1' и верхней f_2' частот диапазона, в котором коэффициент эллиптичности $\varepsilon \geq 0,7$, практически совпадают с нижней f_1'' и верхней f_2'' частотами диапазона согласования, в котором значения K_{CTU} не превышают уровня максимального рассогласования в полосе рабочих частот поляризатора, например: $K_{CTU} \leq 1,22$ при $M = 8$ и $K_{CTU} \leq 1,35$ при $M = 9$.

В рамках параметрического исследования конструкции вышеописанного поляризатора проведено численное моделирование частотной зависимости коэффициента эллиптичности ε при различных значениях толщин воздушных прослоек между печатными дифракционными решетками, входящими в состав поляризатора. Как видно из графиков, показанных на рис. 5, с ростом толщины $t_{пр}$ растет коэффициент эллиптичности ε в полосе преобразования поляризации поля Δf , например, в такой полосе частот, в которой $\varepsilon \geq 0,5$.

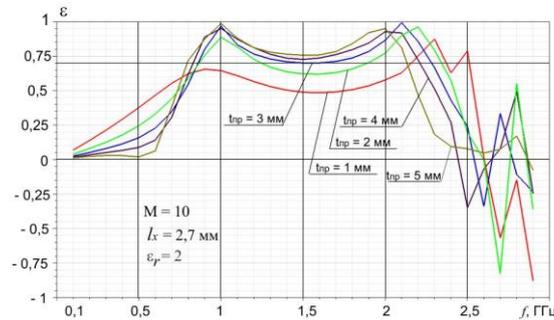


Рис. 5. ЧХ коэффициента эллиптичности поляризатора на меандровых линиях передачи с вариацией величины межкаскадных интервалов

Так при изменении $t_{\text{пр}}$ от 1 мм до 5 мм величина ε_{min} в полосе частот Δf возросла с 0,5 до 0,8. В то же время, наряду с ростом ε_{min} , происходит сужение полосы частот Δf от $\Delta f/f_0 \approx 119\%$ при $t_{\text{пр}} = 1$ мм до 98% при $t_{\text{пр}} = 5$ мм. При этом центральная частота полосы преобразования f_0 снижается с 1,6 ГГц при $t_{\text{пр}} = 1$ мм до 1,475 ГГц при $t_{\text{пр}} = 5$ мм. Следует заметить, что в рассматриваемом случае при толщинах воздушных прослоек менее $t_{\text{пр}} = 3$ мм величина коэффициента эллиптичности ε становится менее $\varepsilon = 0,7$, что не позволяет использовать такие поляризаторы для преобразования поляризации поля с необходимым качеством. Как и в предыдущем случае (при изменении коэффициента масштаба M), полное преобразование поля линейной в поле круговой поляризации происходит на двух частотах f_1 и f_2 L -диапазона. При этом вариации толщин прослоек практически не оказывает влияния на частоту f_1 , в то время как при увеличении $t_{\text{пр}}$ частота f_2 снижается, но весьма незначительно. Так при увеличении $t_{\text{пр}}$ от 3 мм до 5 мм частота f_2 снижается примерно на 5%.

Реконфигурирование печатных элементов меандрового поляризатора открывает дополнительные возможности по управлению поляризационными характеристиками такого устройства. На рис. 6,а показаны ЧХ коэффициента эллиптичности ε реконфигурируемого меандрового поляризатора в ленточных проводниках которого выполнены разрывы, имитирующие включение переключаемых СВЧ-диодов или микроэлектромеханических ключей (МЭМС-приборов) в местах разрывов в печатных проводниках, как показано на рис. 6,б.

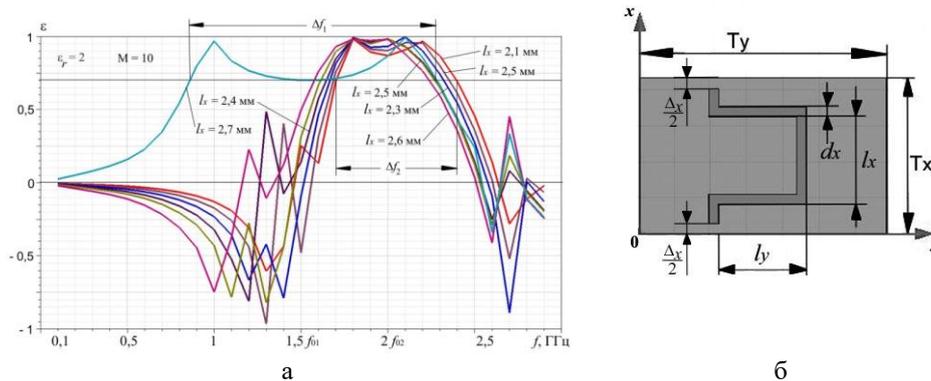
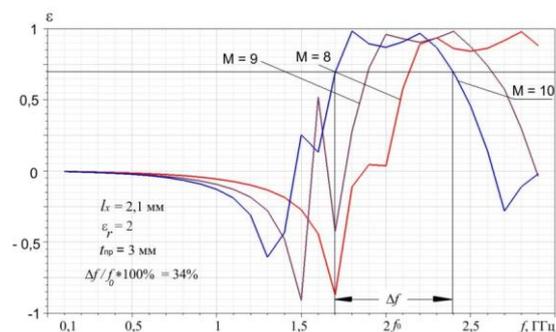
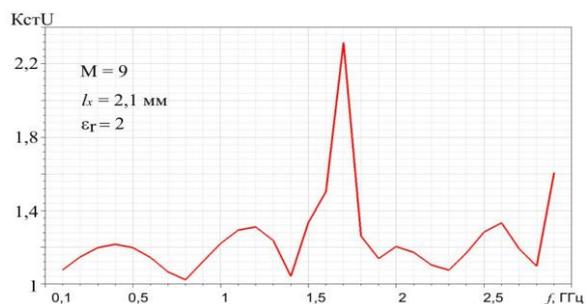


Рис. 6. ЧХ коэффициента эллиптичности поляризатора на меандровых линиях передачи с вариацией величины зазоров в печатных проводниках:
а – частотная характеристика $\varepsilon(f)$; б – топология единичной ячейки решетки

Частотные характеристики, приведенные на рис. 6, рассчитаны для зазоров в проводниках вышеописанного меандрового поляризатора, различающихся по ширине. При этом ширина зазора изменяется от $\Delta_X = 0,1$ мм до $\Delta_X = 0,6$ мм. Как видно из графиков, появление зазоров в печатных проводниках меандровых линий передачи такого поляризатора приводит к скачкообразному (более чем двукратному) сужению полосы преобразования поляризации по сравнению со случаем, когда меандровые печатные проводники поляризатора выполнены без разрывов. Например, если при $M = 10$ в случае, когда нет разрывов в печатных проводниках меандрового типа, относительная ширина полосы преобразования поляризации по уровню $\varepsilon \geq 0,7$ составляет $\Delta f / f_0 = 90\%$, то при появлении разрывов с шириной зазора $\Delta_X = 0,6$ мм $\Delta f / f_0$ составит всего примерно 34% , как показано на рис. 7,а.



а



б

Рис. 7. Частотные характеристики параметров поляризатора на меандровых линиях передачи с вариацией величины зазоров в печатных проводниках: а – коэффициент эллиптичности; б – коэффициент стоячей волны

Появление разрывов в печатных проводниках оказало существенное влияние не только на поляризационные характеристики меандрового поляризатора, но и на его характеристики согласования. На рис. 7,б показана ЧХ коэффициента стоячей волны (КСВ) для случая, когда вышеописанный поляризатор имеет следующие параметры $M = 9$, $t_{ПР} = 3$ мм и $\Delta_X = 0,6$ мм. Сравнивая между собой характеристики согласования для случая, когда токоведущие печатные проводники микрополосковых линий передачи (МПЛП) меандрового поляризатора выполнены без разрывов (случай 1), которые показаны на рис. 4, со случаем, когда в МПЛП имеются разрывы (случай 2), которые показаны на рис. 7,б, видим, что в первом случае имеем характеристики согласования полосно-пропускающих фильтров (ППФ), полоса согласования которых при $M = 9$, простирается примерно от 1 ГГц до 2,6 ГГц, а во

втором случае – характеристики согласования фильтра нижних частот (ФНЧ) с верхней частотой среза $f_{UP} \approx 1,6$ ГГц и ППФ с нижней и верхней частотами среза $f_1' \approx 1,8$ ГГц и $f_2' \approx 2,85$ ГГц при $M = 9$, соответственно. Заметим, что указанные выше значения частот среза фильтров определены по уровню максимального рас-согласования в полосе согласования и составляют: в первом случае – $K_{CT}U \leq 1,35$, а во втором случае $K_{CT}U \leq 1,32$, как для ППФ, так и для ФНЧ. При этом достаточно эффективное преобразование поляризации поля, когда $\varepsilon \geq 0,7$, во втором случае, как и в первом, происходит в полосе согласования ППФ. Так, например, при $M = 9$ и $t_{пр} = 3$ мм преобразование поляризации поля в поляризаторе, в ленточных проводниках которых имеются разрывы $\Delta_X = 0,6$ мм, когда $\varepsilon \geq 0,7$, происходит в диапазоне частот от $f_1 = 1,9$ ГГц до $f_2 = 2,6$ ГГц, т.е. внутри его верхнего поддиапазона согласования от $f_1' \approx 1,8$ ГГц до $f_2' \approx 2,85$ ГГц. Интересно отметить, что в нижнем поддиапазоне согласования в окрестности частоты $f_3 = 1,5$ ГГц, как показано на рис. 7,а, также наблюдается преобразование линейной в круговую поляризацию, направление вращения которой противоположно направлению вращения поляризации поля в верхнем поддиапазоне согласования (см. рис. 7,б).

Изменение ширины зазоров в МПЛП меандрового поляризатора оказывает влияние, как на его поляризационные характеристики, так и на характеристики согласования. Как видно из рис. 6 и 8, увеличение ширины зазоров ведет к смещению полосы частот преобразования поляризации и согласования в область более высоких частот, что вызвано уменьшением размеров микрополосковых элементов дифракционных решеток, входящих в состав таких меандровых поляризаторов.

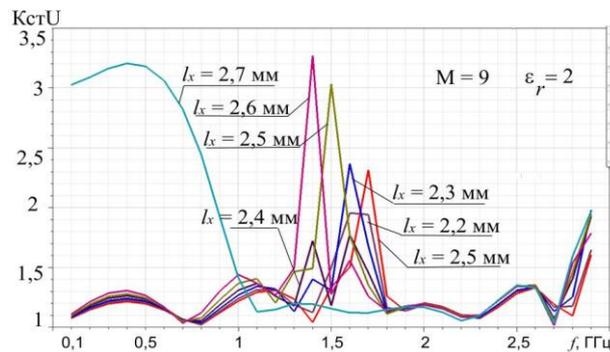


Рис. 8. Частотные характеристики коэффициента стоячей волны поляризатора на меандровых линиях с зазорами в проводниках

При этом изменение ширины зазоров в пределах от $\Delta_X = 0,1$ мм до $\Delta_X = 0,6$ мм, как на ширину полосы преобразования поляризации, так и на ширину полосы согласования оказывает гораздо меньшее влияние, нежели их устранение, когда $\Delta_X = 0$. Так появление разрывов шириной $\Delta_X = 0,6$ мм в печатных проводниках решеток приводит, как показано на рис. 6, к сужению ширины полосы преобразования поляризации почти в 2,1 раза. При этом, как показано на рис. 8, ширина полосы согласования поляризатора сужается в 1,6 раза.

Помимо исследования меандровых поляризаторов с неразрывными печатными проводниками и проводниками, в которых имеются разрывы, для имитации ключевых режимов переключательных управляющих элементов, представляет интерес путем компьютерного моделирования определить влияние отклонения

топологии неразрывного печатного проводника от формы меандра. Проведено численное исследование длин изгибов l_x меандра, в форме которого выполнены печатные проводники поляризатора, на его характеристики рассеяния. На рис. 9,а показаны ЧХ коэффициента эллиптичности ε при изменении коэффициента масштаба M от 8 до 10 с шагом 0,5 для длины изгиба меандрового проводника $l_x = 2,8$ мм. Характеристики согласования поляризаторов, длины изгибов l_x печатных проводников (ПП) которых изменяются от 2,8 мм до 3,1 мм, показаны на рис. 9,б. Кроме того, на этом рисунке показана ЧХ коэффициента стоячей волны по напряженности поля $K_{CT}U$ в случае, когда $M = 9$ и топологии ПП дифракционных решеток, входящих в состав поляризатора, не имеют отклонений от формы меандра, т.е. при $l_x = 2,7$ мм.

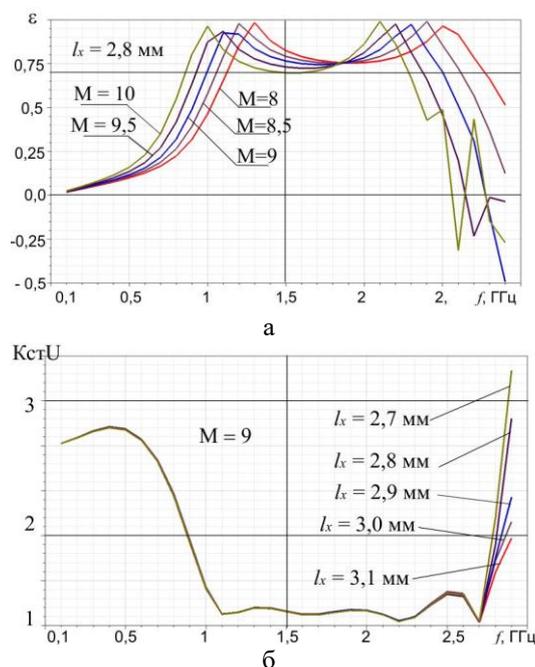


Рис. 9. ЧХ параметров поляризатора, выполненного с отклонениями топологии проводников от меандра: а – коэффициент эллиптичности; б – КСВ

Как видно из графиков, показанных на рис. 3 и 9, указанные выше отклонения топологии ПП от формы меандра, как в пределах полосы преобразования поляризации, так и полосы согласования оказывают весьма незначительное влияние на его характеристики рассеяния.

Поляризатор из печатных решеток на керамических подложках. В качестве второго примера рассмотрим шестикаскадный ($N = 6$) меандровый поляризатор, выполненный на керамических подложках с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_R \approx 10$. При этом топологии печатных проводников дифракционных решеток, входящих в состав такого поляризатора, параметры его компоновки и компоновочная схема меандрового поляризатора не отличаются от поляризатора, рассмотренного в первом примере. На рис. 10 показаны ЧХ коэффициента эллиптичности $\varepsilon(f)$ и КСВ – $K_{CT}U(f)$ такого поляризатора при $M = 9$ и $l_x = 2,7$ мм.

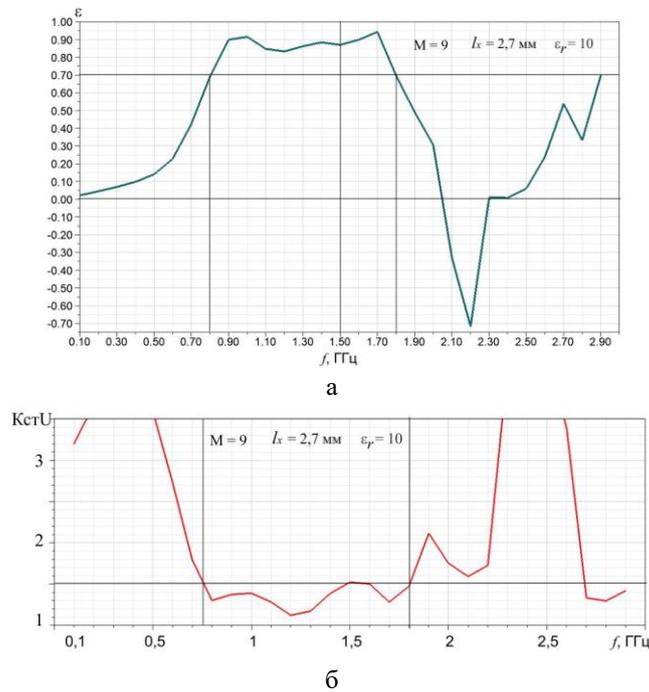


Рис. 10. ЧХ параметров поляризатора на меандровых линиях, выполненных на керамических подложках: а – коэффициент эллиптичности; б – КСВ

Как видно из графиков, полосы преобразования по уровню $\varepsilon \geq 0,7$ и согласования по уровню $K_{CT}U \leq 1,5$, соответствующего наибольшему рассогласованию в полосе частот, практически полностью совпадают. При этом $f_1 \approx f_1' = 0,8$ ГГц, $f_2 \approx f_2' = 1,8$ ГГц, т.е. относительная ширина рабочей полосы частот поляризатора составляет $\Delta f / f_0 \approx 77$ %. Как видно из сравнения графиков, показанных на рис. 3 и 10, замена в конструкции меандрового поляризатора диэлектрических подложек, выполненных на основе фторопласта, на керамические подложки приводит к сужению полосы его рабочих частот в 1,5 раза, что вызвано большим значением относительной диэлектрической проницаемости керамики относительно фторопласта.

Как видно из приведенных выше характеристик согласования, меандровые поляризаторы по существу представляют собой полосно-пропускающие фильтры, в пределах полос прозрачности которых производится преобразование линейной поляризации поля в круговую и наоборот. Следует заметить, что отмеченное выше преобразование поля и полосовые свойства меандровых поляризаторов наблюдаются в том случае, когда вектора поляризации возбуждающих их волн повернуты относительно печатных проводников дифракционных решеток, входящих в состав таких поляризаторов, на угол 45° . В таком случае вектор поляризации нормально падающей на каждую их решеток волны можно разложить на две ортогональные составляющие, одна из которых параллельна (поляризация $p = 1$), а другая – перпендикулярна (поляризация $p = 2$) их меандровым печатным проводникам. На рис. 11 показаны ЧХ модуля коэффициента пропускания $|T|$ волн падающих по нормали на описанный выше поляризатор, составленный из печатных ДР, выполненных на керамических подложках.

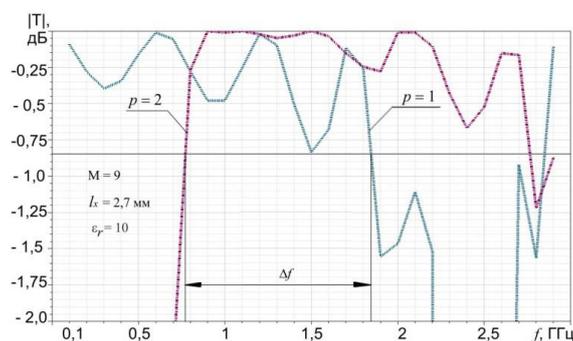


Рис. 11. ЧХ коэффициентов прохождения волн для поляризатора на меандровых линиях передачи, выполненных на керамических подложках

Как видно из графиков, для волны параллельной поляризации ($p = 1$) такой поляризатор представляет собой фильтр нижних частот (ФНЧ), частота среза которого f_B , определенная по уровню минимального коэффициента пропускания $|T|$ равного минус 0,85 дБ, совпадает с верхней частотой f_2 полосы пропускания/преобразования поляризации поля меандрового поляризатора. В то же время, для волны перпендикулярной поляризации ($p = 2$) такой поляризатор представляет собой фильтр верхних частот (ФВЧ), частота среза которого f_H совпадает с нижней частотой f_1 полосы пропускания/преобразования поляризации поля меандрового поляризатора. Таким образом, проведенный анализ позволяет выяснить природу диапазонных свойств исследованных меандровых поляризаторов.

Поляризатор из печатных решеток на подложках из плексигласа. В качестве третьего примера рассмотрим шестикаскадный ($N = 6$) меандровый поляризатор, выполненный на плексигласовых подложках с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_R \approx 5,4$. При этом топологии печатных проводников дифракционных решеток, входящих в состав такого поляризатора, параметры его компоновки и компоновочная схема меандрового поляризатора не отличаются от поляризатора, рассмотренного в предыдущем примере. На рис. 12 показаны ЧХ коэффициента эллиптичности $\epsilon(f)$ и КСВ – $K_{CT}U(f)$ такого поляризатора при $M = 9$ и $l_x = 2,7$ мм.

Как видно из графиков, полосы преобразования по уровню $\epsilon \geq 0,7$ и согласования по уровню $K_{CT}U \leq 1,37$, соответствующего наибольшему рассогласованию в полосе частот, практически полностью совпадают. При этом $f1 \approx f1/ = 0,88$ ГГц, $f2 \approx f2/ = 2,08$ ГГц, т.е. относительная ширина рабочей полосы частот поляризатора составляет $\Delta f / f0 \approx 81$ %. Как видно из сравнения графиков, показанных на рис. 3 и 12, замена в конструкции меандрового поляризатора диэлектрических подложек, выполненных на основе фторопласта, на плексигласовые подложки приводит к сужению полосы его рабочих частот в 1,25 раза, что вызвано большим значением относительной диэлектрической проницаемости плексигласа относительно фторопласта. На рис. 13 показаны ЧХ модуля коэффициента пропускания $|T|$ волн падающих по нормали на описанный выше поляризатор, составленный из печатных ДР, выполненных на плексигласовых подложках.

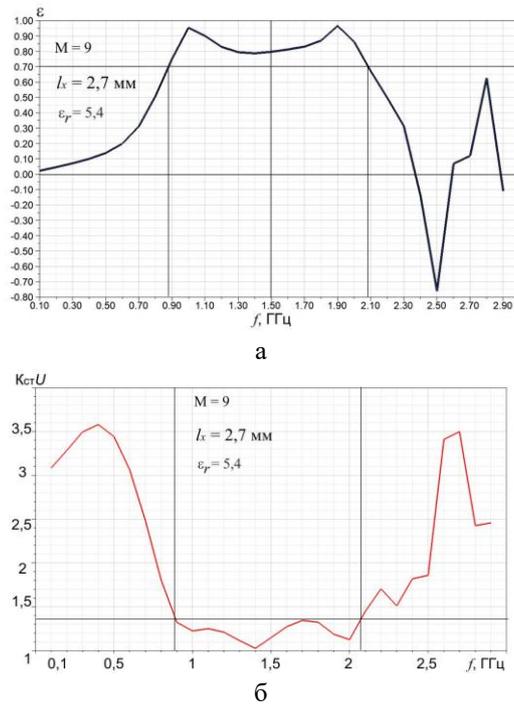


Рис. 12. ЧХ параметров поляризатора на меандровых линиях, выполненных на подложках из плексигласа: а – коэффициент эллиптичности; б – коэффициент стоячей волны

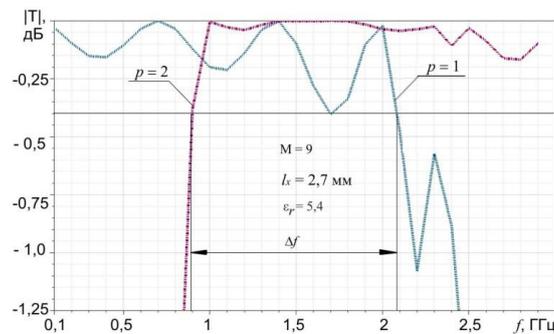


Рис. 13. ЧХ коэффициентов прохождения волн для поляризатора на меандровых линиях передачи, выполненных на подложках из плексигласа

Как видно из графиков, для волны параллельной поляризации ($p = 1$) такой поляризатор представляет собой ФНЧ, частота среза которого f_B , определенная по уровню минимального коэффициента пропускания $|T|$ равного минус 0,35 дБ, совпадает с верхней частотой f_2 полосы пропускания/преобразования поляризации поля меандрового поляризатора. В то же время, для волны перпендикулярной поляризации ($p = 2$) такой поляризатор представляет собой ФВЧ, частота среза которого f_H совпадает с нижней частотой f_1 полосы пропускания/преобразования поляризации поля такого меандрового поляризатора.

Поляризатор из печатных решеток на подложках из диэлектрика Arlon 25NTM. В качестве четвертого примера рассмотрим шестикаскадный ($N = 6$) меандровый поляризатор, выполненный на подложках из диэлектрического материала Arlon 25NTM с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_R \approx 3,38$. При этом топологии печатных проводников дифракционных решеток, входящих в состав такого поляризатора, параметры его компоновки и компоновочная схема меандрового поляризатора не отличаются от поляризатора, рассмотренного в двух предыдущих примерах. На рис. 14 показаны ЧХ коэффициента эллиптичности $\epsilon(f)$ и КСВ – $K_{CTU}(f)$ такого поляризатора при $M = 9$ и $l_x = 2,7$ мм. Как видно из графиков, изображенных на рис. 14,а, полоса преобразования поляризации поля по уровню $\epsilon \geq 0,7$ у такого поляризатора простирается от $f_1 = 0,93$ ГГц до $f_2 = 2,27$ ГГц, т.е. относительная ширина полосы преобразования поляризации составляет $\Delta f / f_0 \approx 84$ %. В то же время полоса согласования данного поляризатора, как показано на рис. 14,б, оказалась шире полосы преобразования.

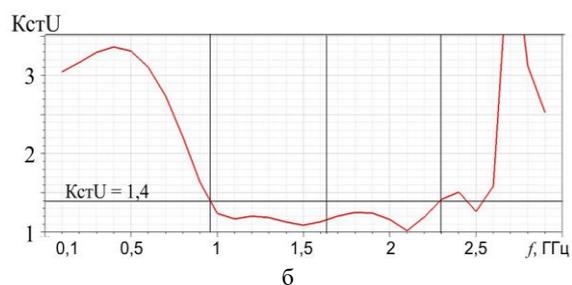
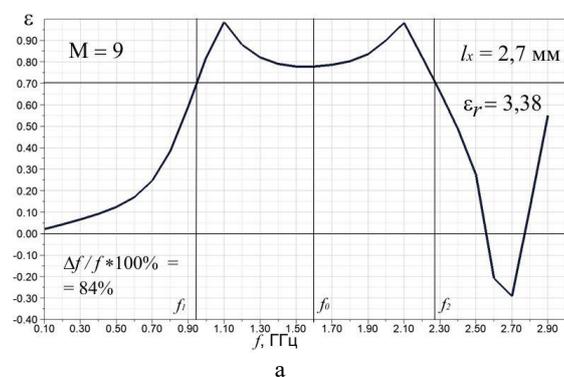


Рис. 14. ЧХ параметров поляризатора на меандровых линиях передачи, выполненных на подложках из материала Arlon 25NTM: а – коэффициент эллиптичности; б – коэффициент стоячей волны

По уровню максимального рассогласования, когда $K_{CTU} \leq 1,5$, полоса согласования простирается от $f_1' = 0,93$ ГГц до $f_2' = 2,57$ ГГц, т.е. относительная ширина полосы преобразования поляризации составляет $\Delta f / f_0 \approx 94$ %. Как видно из сравнения графиков, показанных на рис. 3 и 14, замена в конструкции меандрового поляризатора диэлектрических подложек, выполненных на основе фторопласта, на подложки, выполненные из Arlon 25NTM, приводит к сужению полосы преобразования поляризации почти в 1,12 раза, что вызвано большим значением относительной диэлектрической проницаемости материала Arlon 25NTM относительно фторопласта. В то же время относительная ширина полосы согласования остается неизменной.

На рис. 15 показаны ЧХ коэффициента эллиптичности ε и коэффициента стоячей волны по напряжению $K_{стU}$ данного поляризатора при значениях коэффициента масштаба топологии $M=8, 9$ и 10 .

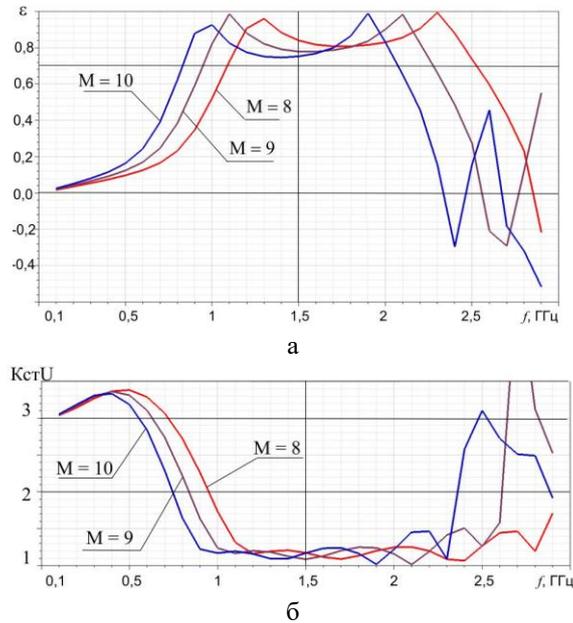


Рис. 15. ЧХ параметров поляризатора на меандровых линиях, выполненных на подложках из материала Arlon 25NTM, при масштабировании топологии: а – коэффициент эллиптичности; б – коэффициент стоячей волны

Как видно из графиков, увеличение M приводит к расширению полосы, в которой происходит как преобразование поляризации поля, так и согласование, обеспечивающее максимизацию коэффициента прохождения волн в полосе частот преобразования поляризации поля. Таким образом, когда вектор поляризации поля падающей на меандровый поляризатор линейно-поляризованной волны повернут на угол 45° относительно проводников меандровых линий передачи меандровый поляризатор представляет собой ППФ, в полосе согласования которого происходит преобразование поля линейной поляризации в поле вращающейся поляризации с коэффициентом эллиптичности $\varepsilon \geq 0,7$ и наоборот.

Сравнительный анализ поляризаторов на меандровых линиях передачи.

Выше с помощью математического моделирования проведено численное исследование 4-х вариантов исполнения меандрового поляризатора. При этом в каждом случае в качестве основного отличительного признака выступал материал, из которого выполняются диэлектрические подложки печатных ДР меандровых линий передачи, входящие в состав поляризатора. Исследованы поляризаторы на основе печатных ДР, выполненных на подложках их фторопласта с $\varepsilon_R \approx 2$, материала Arlon 25NTM с $\varepsilon_R = 3,38$, плексигласа с $\varepsilon_R \approx 5,4$ и керамики с $\varepsilon_R \approx 10$. На рис. 16 показаны ЧХ коэффициентов эллиптичности ε перечисленных выше вариантов исполнения 6-ти каскадного меандрового поляризатора, позволяющие дать сравнительную характеристику их диапазонных свойств.

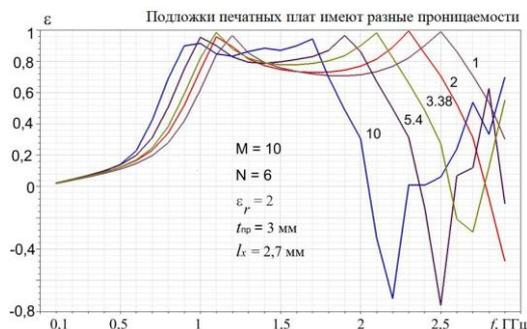


Рис. 16. Частотные характеристики коэффициента эллиптичности поляризаторов на меандровых линиях, выполненных на подложках, различающихся диэлектрической проницаемостью

Частотные характеристики коэффициента эллиптичности, изображенные на рис. 16, рассчитаны при $M = 10$, $t_{пр} = 3$ мм и $l_x = 2,7$ мм. На рис. 16, помимо ЧХ $\epsilon(f)$ 4-х указанных вариантов исполнения меандрового поляризатора, приведена зависимость $\epsilon(f)$, рассчитанная для случая, когда $\epsilon_R = 1$, соответствующая случаю выполнения диэлектрических подложек печатных ДР такого поляризатора из сотового материала, относительная диэлектрическая проницаемость которого близка к проницаемости воздуха. Как видно из графиков, с ростом ϵ_R диапазон преобразования поляризации смещается в область более низких частот, одновременно с этим уменьшается и ширина полосы частот преобразования. На рис. 17 показана зависимость ϵ_R для относительной ширины полосы его ДРЧ $\Delta f/f_0$, где f_0 – центральная частота диапазона рабочих частот (ДРЧ) поляризатора. Кроме того, на рис. 17 показана зависимость для f_0/F от ϵ_R , где F – центральная частота L-диапазона частот ($F = 1,5$ ГГц).

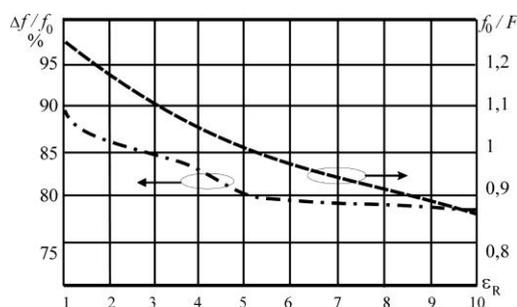


Рис. 17. Сравнительные характеристики меандровых поляризаторов, выполненных на подложках, различающихся диэлектрической проницаемостью

Как видно из графиков, 10-ти кратное увеличение ϵ_R привело к снижению f_0 на 43% и сужению полосы его ДРЧ примерно на 16%.

Поскольку до сих пор предметом исследования являлся 6-ти каскадный меандровый поляризатор имеет смысл рассмотреть вопрос о влиянии числа каскадов на его характеристики рассеяния. На рис. 18 показаны ЧХ коэффициента эллиптичности ϵ пяти поляризаторов, каждый из которых построен по описанной выше компоновочной схеме, отличающихся между собой числом каскадов N от 2 до 6.

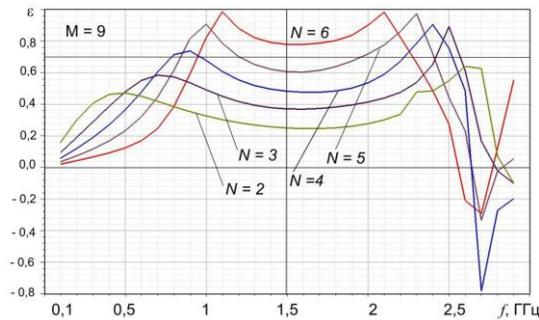


Рис. 18. Частотные характеристики коэффициента эллиптичности поляризаторов на меандровых линиях с различным числом каскадов

В рамках данного примера все меандровые поляризаторы выполнены на подложках из материала *Arlon 25NTM* с $M = 9$, $t_{\text{ПР}} = 3$ мм и $l_X = 2,7$ мм. Как видно из графиков, увеличение N приводит к росту коэффициента эллиптичности ε в ДРЧ поляризатора. На рис. 19 показаны зависимости коэффициентов эллиптичности ε на частотах f_0 , f_{01} , f_{02} поляризаторов от числа N их каскадов, изображенные графиками 1, 2, 3, соответственно, где f_0 – центральная частота ДРЧ поляризатора; f_{01} – частота максимума коэффициента эллиптичности на частотах ниже f_0 ; f_{02} – то же на частотах выше f_0 .

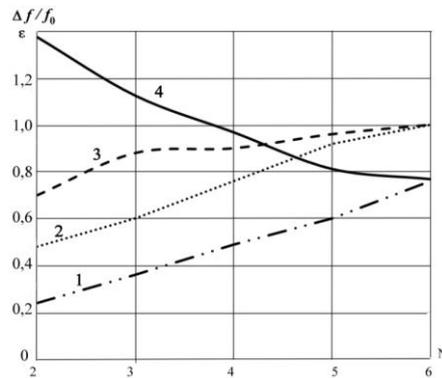


Рис. 19. Сравнительные характеристики поляризаторов на меандровых линиях с различным числом каскадов

Кроме того, на рис. 19 изображена зависимость $\Delta f/f_0$ от N , где $\Delta f = f_{02} - f_{01}$. Как видно из графика зависимости $\Delta f/f_0$ от N , обозначенного цифрой 4, увеличение числа каскадов сопровождается уменьшением $\Delta f/f_0$. Таким образом, численный анализ ЧХ коэффициента эллиптичности многокаскадных меандровых поляризаторов показал, что увеличение числа каскадов позволяет, с одной стороны, уменьшить падение коэффициента эллиптичности в рабочей полосе частот поляризатора, с другой стороны, приводит к сужению его рабочей полосы частот.

Заключение. На основе обобщенной математической модели мультипланарной металлодиэлектрической дифракционной решетки печатных переизлучателей проведено параметрическое исследование многокаскадных микроволновых поляризаторов на меандровых линиях передачи. В результате проведенных численных исследований найдены конструктивные решения, при которых предложенные по-

ляризаторы обладают не только широкой полосой эффективного преобразования поляризации и при этом оказываются согласованными, но и вносят незначительные потери при пропускании волн, что особенно важно, так как они представляют собой микроволновые устройства проходного типа. Методика, использованная при моделировании поляризаторов, позволяет, опираясь на полученные ранее результаты моделирования в заданном диапазоне частот, применить их в требуемом частотном диапазоне. На основе проведенного численного исследования показана возможность создания на базе полученных конструктивных решений микроволновых устройств с управляемыми поляризационными и импедансными характеристиками. Результаты проведенного численного исследования могут быть использованы при разработке микроволновых поляризаторов, поскольку содержат достаточно широкий перечень рекомендаций для выбора наиболее подходящего конструктивно-технологического решения в соответствии с предъявляемыми к нему требованиями и имеющимися при этом неизбежными ограничениями.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Alonso J.M.I., Calderon G.A., Perez M.S.* SIW antenna with polarized at Ku-band // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2015. – Vol. AP-63, No. 1. – P. 2782-2786.
2. *Касьянов А.О., Загребнев А.С., Логвиненко Е.Л., Чернышев А.С.* Двухполяризационные сосредоточенно-распределенные фазированные антенные решетки L-, S-диапазонов с полусферическим сектором обзора // Радиотехника. – 2019. – Т. 83, № 7 (9). – С. 194-201.
3. *Doumanis E., Goussetis G., Gomez-Tornero J.L., Cahill R., Fusco V.* Anisotropic impedance surfaces for linear to circular polarization conversion // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2012. – Vol. AP-60, No. 1. – P. 212-219.
4. *Zhang C., Wang Y., Zhu F., Wei G., Li J., Wu C., Gao S., Liu H.* A planar integrated folded reflectarray antenna with circular polarization // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. AP-65, No. 1. – P. 385-390.
5. *Касьянов А.О.* Математическое моделирование и расчет характеристик рассеяния печатного частотно-избирательного антенного обтекателя // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2020. – № 6 (216). – С. 129-139.
6. *Касьянов А.О.* Антенный обтекатель с угловой фильтрацией на основе металлodieлектрических дифракционных решеток // Радиотехника. – 2021. – Т. 85, № 7. – С. 70-79.
7. *Касьянов А.О.* Результаты численного исследования характеристик рассеяния антенных обтекателей на основе металлodieлектрических дифракционных решеток // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 2 (219). – С. 91-105.
8. *Касьянов А.О.* Частотно-избирательный антенный обтекатель на основе металлodieлектрических дифракционных решеток и перфорированных экранов // Радиотехника. – 2021. – № 3. – С. 39-49.
9. *Freiadenhoven T., Bertuch T., Stanko S., Notel D., Vorst D.I.L., Dallmann T.* Design of a polarimetric rotating SIW-based reflector for polarimetric radar application // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2020. – Vol. AP-68, No. 11. – P. 7414-7422.
10. *Чулков В.И.* Математическое моделирование многослойных поляризаторов на меандровых линиях // Радиотехника. – 1994. – № 9. – С. 71-75.
11. *Young L., Robinson L.A., Hacking C.A.* Meander-line polarizer // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1973. – Vol. AP-21, No. 3. – P. 376-378.
12. *Terret C., Levrel J.R., Mahdjoubi K.* Susceptance computation of a meander-line polarizer layer // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1984. – Vol. AP-32, No. 9. – P. 1007-1011.
13. *Chu R-S., Lee K-M.* Analytical model of a multilayered meander-line polarizer plate with normal and oblique plane-wave incidence // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1987. – Vol. AP-35, No. 6. – P. 652-660.
14. *Wu T.K.* Meander-line polarizer for arbitrary rotation of linear polarization // IEEE Transactions on Microwaves Guided wave Letters. – 1994. – Vol. 4, No. 6. – P. 199-201.

15. Zhang J.C., Yin Y.Z., Ma J.P. Multifunctional meander line polarizer // *Propagation Electromagnetic Res. Letters.* – 2009. – Vol. 6. – P. 55-60.
16. Bhattacharyya A.K. Analysis of multilayer infinite periodic array structures with different periodicities and axes orientations // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* – 2000. – Vol. AP-48, No. 3. – P. 357-369.
17. McNamara D.A. An octave bandwidth meanderline polarizer consists of five identical sheets // *Antennas and Propagation Society International Symposium, June 1981, Los Angeles, CA, USA.* 1981. – P. 237-240. – DOI: 10.1109/APS.1981.1148595.
18. Joyal M.-A., Laurin J.-J. Analysis and design of thin circular polarizers based on meander lines // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* – 2012. – Vol. AP-60, No. 6. – P. 3007-3011.
19. Wu T.K., Helms D.L. Meanderline polarization twister, U.S. Patent 4,786,914, Nov. 22, 1988.
20. Hwang K.C. Optimization of broadband twist reflector for Ku-band application // *Electronics Letters,* 31st January 2008. – Vol. 44, No. 3.
21. Касьянов А.О. Твист-поляризаторы на основе микрополосковых дифракционных решеток // *Антенны.* – 2002. – Вып. 5 (60). – С. 34-39.
22. Delihacioglu K., Uckun S. Power reflection and transmission coefficients for meander-line polarizers with a chiral slab // *ETRI Journal.* – February 2003. – Vol. 25, No. 1. – P. 41-48.
23. Касьянов А.О. Применение печатных дифракционных решеток для управления поляризацией электромагнитных волн микроволнового диапазона // *Известия ЮФУ. Технические науки.* – 2022. – № 3. – С. 38-60. – DOI: 10.18522/2311-3103-2022-3-38-60.
24. Касьянов А.О. Трансформаторы поляризации электромагнитных волн микроволнового диапазона на основе печатных дифракционных решеток // *Известия ЮФУ. Технические науки.* – 2021. – № 6. – С. 17-34. – DOI: 10.18522/2311-3103-2021-6-17-34.
25. Касьянов А.О., Чернышев А.С. Проходные и отражательные дифракционные решетки, составленные из ТФН-печатных переизлучателей. – С. 100-101.
26. Касьянов А.О., Суматохин К.В. Результаты численного моделирования поляризаторов на основе микрополосковых дифракционных решеток меандрового типа. – С. 98-99.
27. Касьянов А.О. Преобразование поляризации электромагнитных волн с помощью печатных дифракционных решеток в микроволновом диапазоне // *Электромагнитные волны и электронные системы.* – 2022. – № 1. – С. 11-31.

REFERENCES

1. Alonso J.M.I., Calderon G.A., Perez M.S. SIW antenna with polarized at Ku-band, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 2015, Vol. AP-63, No. 1, pp. 2782-2786.
2. Kas'yanov A.O., Zagrebnev A.S., Logvinenko E.L., chernyshev A.S. Dvukhpolyarizatsionnye sosedotochenno-raspredelennye fazirovannye antennye reshetki L-, S-diapazonov s polusfericheskim sektorom obzora [Bipolarization concentrated-distributed phased antenna arrays of L-, S-bands with a hemispherical sector of the survey], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 2019, Vol. 83, No. 7 (9), pp. 194-201.
3. Doumanis E., Goussetis G., Gomez-Tornero J.L., Cahill R., Fusco V. Anisotropic impedance surfaces for linear to circular polarization conversion, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 2012, Vol. AP-60, No. 1, pp. 212-219.
4. Zhang C., Wang Y., Zhu F., Wei G., Li J., Wu C., Gao S., Liu H. A planar integrated folded reflectarray antenna with circular polarization, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* 2017, Vol. AP-65, No. 1, pp. 385-390.
5. Kas'yanov A.O. Matematicheskoe modelirovanie i raschet kharakteristik rasseyaniya pechatnogo chastotno-izbiratel'nogo antennogo obtekatel'ya [Mathematical modeling and calculation of scattering characteristics of a printed frequency-selective antenna fairing], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2020, No. 6 (216), pp. 129-139.
6. Kas'yanov A.O. Antenny obtekatel' s uglovoy fil'tratsiey na osnove metallodielektricheskikh difraktsionnykh reshetok [Antenna fairing with angular filtration based on metal-dielectric diffraction gratings], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 2021, Vol. 85, No. 7, pp. 70-79.

7. Kas'yanov A.O. Rezul'taty chislennogo issledovaniya kharakteristik rasseyaniya antenykh obtekateley na osnove metallodielektricheskikh difraktsionnykh reshetok [Results of a numerical study of the scattering characteristics of antenna fairings based on metal-dielectric diffraction gratings], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2021, No. 2 (219), pp. 91-105.
8. Kas'yanov A.O. Chastotno-izbiratel'nyy antennoy obtekatel' na osnove metallodielektricheskikh difraktsionnykh reshetok i perforirovannykh ekranov [Frequency-selective antenna fairing based on metal-dielectric diffraction gratings and perforated screens], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 2021, No. 3, pp. 39-49.
9. Freidenhoven T., Bertuch T., Stanko S., Notel D., Vorst D.I.L., Dallmann T. Design of a polarimetric rotating SIW-based reflector for polarimetric radar application, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, Vol. AP-68, No. 11, pp. 7414-7422.
10. Chulkov V.I. Matematicheskoe modelirovanie mnogosloynnykh polarizatorov na meandrovykh liniyakh [Mathematical modeling of multilayer polarizers on meander lines], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 1994, No. 9, pp. 71-75.
11. Young L., Robinson L.A., Hacking C.A. Meander-line polarizer, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1973, Vol. AP-21, No. 3, pp. 376-378.
12. Terret C., Leviel J.R., Mahdjoubi K. Susceptance computation of a meander-line polarizer layer, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1984, Vol. AP-32, No. 9, pp. 1007-1011.
13. Chu R-S., Lee K-M. Analytical model of a multilayered meander-line polarizer plate with normal and oblique plane-wave incidence, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1987, Vol. AP-35, No. 6, pp. 652-660.
14. Wu T.K. Meander-line polarizer for arbitrary rotation of linear polarization, *IEEE Transactions on Microwave Guided wave Letters*, 1994, Vol. 4, No. 6, pp. 199-201.
15. Zhang J.C., Yin Y.Z., Ma J.P. Multifunctional meander line polarizer, *Propagation Electromagnetic Res. Letters*, 2009, Vol. 6, pp. 55-60.
16. Bhattacharyya A.K. Analysis of multilayer infinite periodic array structures with different periodicities and axes orientations, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2000, Vol. AP-48, No. 3, pp. 357-369.
17. McNamara D.A. An octave bandwidth meanderline polarizer consists of five identical sheets //Antennas and Propagation Society International Symposium, June 1981, Los Angeles, CA, USA.1981, pp. 237-240. DOI: 10.1109/APS.1981.1148595.
18. Joyal M.-A., Laurin J.-J. Analysis and design of thin circular polarizers based on meander lines, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, Vol. AP-60, No. 6, pp. 3007-3011.
19. Wu T.K., Helms D.L. Meanderline polarization twister, U.S. Patent 4,786,914, Nov. 22, 1988.
20. Hwang K.C. Optimization of broadband twist reflector for Ku-band application, *Electronics Letters*, 31st January 2008, Vol. 44, No. 3.
21. Kas'yanov A.O. Tvist-polyarizatory na osnove mikropoloskovykh difraktsionnykh reshetok [Twist polarizers based on microstrip diffraction gratings], *Antenny* [Antennas], 2002, Issue 5 (60), pp. 34-39.
22. Delihacioglu K., Uckun S. Power reflection and transmission coefficients for meander-line polarizers with a chiral slab, *ETRI Journal*, February 2003, Vol. 25, No. 1, pp. 41-48.
23. Kas'yanov A.O. Primenenie pechatnykh difraktsionnykh reshetok dlya upravleniya polarizatsiey elektromagnitnykh voln mikrovolnovogo diapazona [Application of printed diffraction gratings for controlling the polarization of electromagnetic waves in the microwave range], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2022, No. 3, pp. 38-60. DOI: 10.18522/ 2311-3103-2022-3-38-60.
24. Kas'yanov A.O. Transformatory polarizatsii elektromagnitnykh voln mikrovolnovogo diapazona na osnove pechatnykh difraktsionnykh reshetok [Transformers of polarization of electromagnetic waves of the microwave range based on printed diffraction gratings], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2021, No. 6, pp. 17-34. DOI: 10.18522/2311-3103-2021-6-17-34.
25. Kas'yanov A.O., Chernyshev A.S. Prokhodnye i otrazhatel'nye difraktsionnye reshetki, sostavlennye iz TFH-pechatnykh perezluchateley. – S. 100-101.

26. Kas'yanov A.O., Sumatokhin K.V. Rezul'taty chislennogo modelirovaniya polarizatorov na osnove mikropoloskovykh difraktsionnykh reshetok meandrovogo tipa [Pass-through and reflective diffraction gratings composed of TFH-printed re-emitters], pp. 98-99.
27. Kas'yanov A.O. Preobrazovanie polarizatsii elektromagnitnykh voln s pomoshch'yu pechatnykh difraktsionnykh reshetok v mikrovolnovom diapazone [Transformation of polarization of electromagnetic waves using printed diffraction gratings in the microwave range], *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy* [Electromagnetic waves and electronic systems], 2022, No. 1, pp. 11-31.

Статью рекомендовал к опубликованию: д.т.н., профессор Д.Д. Габриэлян.

Касьянов Александр Олегович – Южный федеральный университет, e-mail: kasyanovao@sfedu.ru; г. Ростов-на-Дону, Россия; кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем, д.т.н.; профессор.

Kasyanov Alexander Olegovich – Southern Federal University; e-mail: kasyanovao@sfedu.ru; Rostov-on-Don, Russia; the department of radio engineering and telecommunication systems; dr. of eng. sc.; professor.

УДК 621.38

DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-192-206

Д.Ю. Денисенко, Н.Н. Прокопенко, Ю.И. Иванов

**СЕМЕЙСТВО АКТИВНЫХ RC-ФИЛЬТРОВ ВТОРОГО ПОРЯДКА
(ФНЧ, ФВЧ, ПФ) С НЕЗАВИСИМОЙ ПОДСТРОЙКОЙ ОСНОВНЫХ
ПАРАМЕТРОВ***

Рассматривается банк схемотехнических решений активных RC-фильтров второго порядка – фильтр нижних частот, фильтр верхних частот и полосовые фильтры, в которых обеспечивается независимая настройка основных параметров - частоты полюса, добротности полюса и коэффициента передачи. С этих позиций сформулированы требования к трем специальным передаточным функциям многополюсника частотоподающей RC-цепи, которая содержит два резистора и два конденсатора. С помощью выбора коэффициентов числителя первой передаточной функции реализуется тип необходимого фильтра (ФНЧ, ФВЧ, ПФ). Коэффициенты второй передаточной функции выбираются таким образом, чтобы они влияли только на частоту полюса. Следует отметить, что в зависимости от набора коэффициентов полинома числителя передаточной функции, разработанные схемы обладают свойством понижения частоты полюса или повышения частоты полюса. При этом выбор параметров третьей передаточной функции обеспечивает необходимое затухание полюса. В введении приведено описание обобщенной архитектуры звеньев активных RC-фильтров второго порядка, которая позволяет реализовать алгоритм поэтапной настройки основных параметров и может быть положена в основу синтеза многих других модификаций активных RC-фильтров. Для корректной независимой настройки должна соблюдаться следующая последовательность: частота полюса, вторым этапом идет настройка добротности полюса, и третьим этапом - масштабный коэффициент передачи. Рассмотрены этапы синтеза данного класса активных RC-фильтров, приведены коэффициенты передаточных функций представленных схем 12 полосовых фильтров, фильтра верхних частот и фильтра нижних частот подтвержденные 14 патентами РФ.

Активные RC-фильтры; фильтр низких частот; фильтр высоких частот; полосовой фильтр; частота полюса; добротность полюса; коэффициент передачи.

* Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 18-79-10109-П).

D.Y. Denisenko, N.N. Prokopenko, Yu.I. Ivanov

**A FAMILY OF SECOND-ORDER ACTIVE RC FILTERS (LPF, HPF, BPF)
WITH INDEPENDENT ADJUSTMENT OF THE MAIN PARAMETERS**

A bank of circuit design solutions for active RC filters of the second order is considered - a low-pass filter, a high-pass filter and band-pass filters, in which independent tuning of the main parameters - the pole frequency, the quality factor of the pole and the transmission coefficient is provided. From these positions, the requirements for three special transfer functions of a multipole frequency-setting RC circuit, which contains two resistors and two capacitors, are formulated. By choosing the coefficients of the numerator of the first transfer function, the type of the required filter (LPF, HPF, BPF) is implemented. The coefficients of the second transfer function are chosen so that they affect only the frequency of the pole. It should be noted that, depending on the set of coefficients of the transfer function numerator polynomial, the developed circuits have the property of lowering the pole frequency or increasing the pole frequency. In this case, the choice of parameters of the third transfer function provides the necessary attenuation of the pole. Using the The introduction describes a generalized architecture of second-order active RC filters, which allows implementing an algorithm for step-by-step tuning of the main parameters and can be used as the basis for the synthesis of many other modifications of active RC filters. For correct independent adjustment, the following sequence must be observed: the frequency of the pole, the second stage is the adjustment of the quality factor of the pole, and the third stage is the scaling factor. The stages of synthesis of this class of active RC filters are considered, the coefficients of the transfer functions of the presented circuits of 12 band-pass filters, a high-pass filter and a low-pass filter, confirmed by 14 patents of the Russian Federation, are given.

Active RC-filters; low pass filter; high pass filter; band pass filter; pole frequency; pole Q factor; transmission ratio.

Введение. В известных схемах ФНЧ, ФВЧ, ПФ второго порядка [1–4] при настройке одного параметра, например, частоты полюса (ω_p), изменяется другой параметр – затухание полюса (d_p) или коэффициент передачи (M).

На рис. 1 представлена обобщенная архитектура звеньев второго порядка [5], в которой реализуется независимая подстройка ω_p , M и d_p . Данная структура включает: входной (ОУ1) и выходной (ОУ2) усилители, частотоподающую RC-цепь (ЧЦ). Здесь $f_{23}(p)$, $f_{63}(p)$ и $f_{53}(p)$ – передаточные функции частотоподающей RC-цепи от узла i ($i=2,5,6$) к узлу 3. С помощью выбора коэффициентов числителя передаточной функции $f_{23}(p)$ реализуется тип необходимого фильтра. Коэффициенты передаточной функции $f_{63}(p)$ выбираются таким образом, чтобы они влияли на частоту полюса, а коэффициенты числителя передаточной функции $f_{53}(p)$ – только на затухание полюса. В рассматриваемой структуре фильтра сопротивление резистора R_{10} влияет только на коэффициент передачи фильтра M . Рассмотрим более подробно этапы синтеза данного класса АРСФ.

В общем виде передаточная функция частотоподающей цепи (ЧЦ) с различными её входами на выход имеет следующий вид [6–8]:

$$f(p) = \frac{p^2 + pd_0\omega_0 + \omega_0^2}{p^2 + pd_u\omega_u + \omega_u^2}, \quad (1)$$

где ω_0, ω_u – частота нуля и полюса ЧЦ, d_0, d_u – затухание нуля и полюса ЧЦ.

Введём логические переменные $\alpha_2, \alpha_1, \alpha_0$, принимающие два значения «0» или «1» и показывающие наличие или отсутствие соответствующих коэффициентов в числителе передаточной функции (1). Тогда

$$f_{23}(p) = \frac{\alpha_2 p^2 + \alpha_1 p d_0 \omega_0 + \alpha_0 \omega_0^2}{p^2 + p d_u \omega_u + \omega_u^2} = \frac{g_{23}(p)}{D(p)}. \quad (2)$$

где $g_{23}(p)$ и $D(p)$ – полиномы числителя и знаменателя передаточной функции частотозадающей RC-цепи.

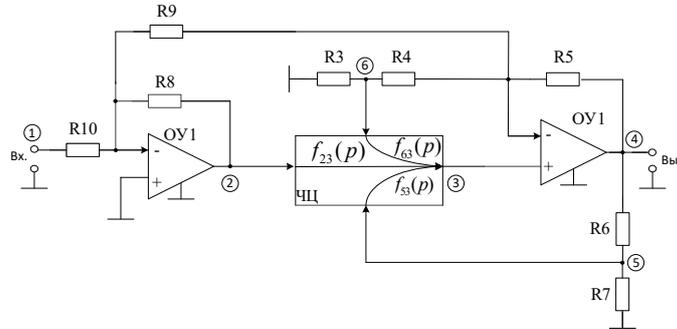


Рис. 1. Обобщенная структура звеньев АРСФ второго порядка с независимой подстройкой параметров

При этом существует три вида комбинации коэффициентов $\alpha_2, \alpha_1, \alpha_0$, которые позволяют реализовать три типа фильтров – ФВЧ: $\alpha_2 = 1, \alpha_1 = 0, \alpha_0 = 0$; ПФ: $\alpha_2 = 0, \alpha_1 = 1, \alpha_0 = 0$; ФНЧ: $\alpha_2 = 0, \alpha_1 = 0, \alpha_0 = 1$.

Таким образом, передаточные функции $f_{23}(p)$ от узла 2 к узлу 3 для разных типов АРСФ могут быть представлены в следующем виде

$$\text{ФВЧ: } f_{23}(p) = \frac{p^2}{p^2 + p d_u \omega_u + \omega_u^2}, \quad (3)$$

$$\text{ПФ: } f_{23}(p) = \frac{p d_0 \omega_0}{p^2 + p d_u \omega_u + \omega_u^2}, \quad (4)$$

$$\text{ФНЧ: } f_{23}(p) = \frac{\omega_u^2}{p^2 + p d_u \omega_u + \omega_u^2}. \quad (5)$$

На следующем этапе синтеза АРСФ рассмотрим передаточную функцию $f_{63}(p)$ от узла 6 к узлу 3 частотозадающей цепи:

$$f_{63}(p) = \frac{g_{63}(p)}{D(p)}. \quad (6)$$

Набор коэффициентов полинома числителя $g_{63}(p)$ в формуле (6) позволяет сделать зависимой частоту полюса звена второго порядка не только от параметров элементов ЧЦ, но и от величины коэффициентов обратных связей операционных усилителей. При этом существует четыре варианта набора коэффициентов $g_{63}(p)$ (в зависимости от конкретной схемы включения частотозадающей RC-цепи):

1. $g_{63}(p) = p^2$,
2. $g_{63}(p) = p^2 + p d_u \omega_u$,

3. $g_{63}(p) = \omega_u^2$,
4. $g_{63}(p) = pd_u \omega_u + \omega_u^2$.

При этом реализованные схемы по первому и второму варианту обладают свойством понижения частоты полюса, а по третьему и четвертому варианту – с повышением частоты полюса.

Для независимой регулировки затухания полюса d_0 необходимо, чтобы функция передачи $f_{53}(p)$ от узла 5 к узлу 3 частотоподающей RC-цепи имела вид:

$$f_{53}(p) = \frac{pd_0 \omega_0}{p^2 + pd_u \omega_u + \omega_u^2} = \frac{g_{53}(p)}{D(p)}, \quad (7)$$

где $g_{53}(p)$ – полином числителя передаточной функции.

Следует отметить, что коэффициенты знаменателей передаточных функций ЧЦ не зависят от входа и имеют одинаковые выражения. При этом для канонических цепей, содержащих минимальное число реактивных элементов на порядок, справедливо равенство частоты нуля и частоты полюса, то есть $\omega_0 = \omega_p$.

В соответствии с рис. 1 передачи ветвей графа γ_{ij} от узла i к узлу j (где узел j – исток, i – сток), с учетом передач ветвей частотоподающей RC-цепи $f_{23}(p)$, $f_{63}(p)$ и $f_{53}(p)$ определяются как

$$\begin{aligned} \gamma_{12}(p) &= -\frac{R_8}{R_{10}}; \quad \gamma_{23}(p) = \frac{g_{23}(p)}{D(p)}; \quad \gamma_{34}(p) = 1 + \frac{R_5}{(R_3 + R_4) \parallel R_9}; \quad \gamma_{32}(p) = -\frac{R_8}{R_9}; \\ \gamma_{45}(p) &= \frac{R_7}{R_6 + R_7}; \quad \gamma_{53}(p) = f_{53}(p) = \frac{g_{53}(p)}{D(p)}; \quad \gamma_{36}(p) = \frac{R_3}{R_3 + R_4}; \quad \gamma_{63}(p) = f_{63}(p) = \frac{g_{63}(p)}{D(p)}. \end{aligned} \quad (8)$$

По формуле Мейсона [9–11] общая передаточная функция от первого узла в четвертый, учитывая передачи ветвей графа (8), имеет вид:

$$F_{14}(p) = \frac{-\frac{R_8}{R_{10}} g_{23}(p) \left(1 + \frac{R_5}{(R_3 + R_4) \parallel R_9}\right)}{D(p) + g_{23}(p) \frac{R_8}{R_9} - \left(1 + \frac{R_5}{(R_3 + R_4) \parallel R_9}\right) \left(-\frac{R_7}{R_6 + R_7}\right) g_{53}(p) - g_{63}(p) \left(-\frac{R_3}{R_3 + R_4}\right)}. \quad (9)$$

В уравнении (9) тип реализуемой передаточной функции фильтра (ФНЧ, ФВЧ или ПФ) определяется набором коэффициентов полинома $g_{23}(p)$, а выбором коэффициентов полиномов числителей $g_{53}(p)$ и $g_{63}(p)$ в предлагаемой структуре можно обеспечить независимую настройку частоты и затухания полюса звена путём изменения сопротивления резисторов $R_3 - R_{10}$.

Цель и новизна настоящей статьи состоит в рассмотрении синтезированного, на основе описанной структуры рис. 1, нового подкласса активных RC-фильтров с названными выше свойствами, защищенные патентами РФ [12–25]. Во всех разработанных схемах АРСФ [12–25] независимая настройка параметров осуществляется в следующей последовательности: частота полюса ω_p , добротность полюса d_p и затем масштабный коэффициент передачи M .

Полосовые фильтры второго порядка. В табл. 1 показаны звенья ПФ и их основные параметры, на основе которых могут быть созданы практические схемы фильтров. Впервые данные схемотехнические решения были представлены в [14–25], где приведены результаты компьютерного моделирования амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик при перестройке параметров.

Передаточные функции этих звеньев в общем виде определяются выражением

$$F_{14}(p) = M \frac{pd_p \omega_p}{p^2 + pd_p \omega_p + \omega_p^2},$$

а формулы её коэффициентов для каждой схемы приведены в табл. 1.

Таблица 1

Схемы ПФ второго порядка с независимой настройкой параметров

Но- мер звена ПФ	Схема звена ПФ [14–25]	
1.		
M		$\frac{\gamma_1 \alpha \beta \frac{1}{R_1 C_2}}{\frac{1}{\tau_1} + \frac{1-k}{\tau_2} + \frac{1}{R_1 C_2} [1 + \beta \gamma_2 - \alpha(1 - \beta)]}$
ω_p		$\sqrt{\frac{R_4}{R_3 + R_4}} \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$
d_p		$\sqrt{1 + \frac{R_4}{R_3}} \times \left(\sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} + (1-k) \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{R_2 C_1}{R_1 C_2}} (1 + \beta \gamma_2 - \alpha(1 - \beta)) \right)$
Примечание		$R_1 = R^*_1 + R_{11} \parallel R_{12}; R_2 = R^*_2 + R_3 \parallel R_4; \gamma_1 = \frac{R_7}{R_6};$ $\gamma_2 = \frac{R_7}{R_8}; k = \frac{R_3}{R_3 + R_4}; \alpha = \frac{R_5}{(R_3 + R_4) \parallel R_6}; \tau_1 = R_1 C_1;$ $\tau_2 = R_2 C_2; \beta = \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}}.$
2.		

	M	$-\frac{\gamma_1 \alpha \beta}{1-k} \frac{1}{R_1 C_2}$ $-\frac{1}{\tau_1 + \frac{1}{1-k} \left[\frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{R_1 C_2} [1 + \beta \gamma_2 - \alpha(1-\beta)] \right]}$
	ω_p	$\sqrt{1 + \frac{R_3}{R_4}} \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$
	d_p	$\sqrt{\frac{R_4}{R_3 + R_4}} \times \left(\sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} + \frac{1}{(1-k)} \left[\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{R_2 C_1}{R_1 C_2}} [1 + \beta \gamma_2 - \alpha(1-\beta)] \right] \right)$
	Примечание	$R_1 = R^*_1 + R_{11} \parallel R_{12}; \gamma_1 = \frac{R_7}{R_6}; \gamma_2 = \frac{R_7}{R_8}; k = \frac{R_3}{R_3 + R_4};$ $\alpha = \frac{R_5}{(R_3 + R_4) \parallel R_6}; \tau_1 = R_1 C_1; \tau_2 = R_2 C_2; \beta = \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}}.$
3.	M	$-\frac{R_7 \left(1 + \frac{R_6}{R_3 + R_4} \right)}{R_9 \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1}{R_5} \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) + 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_7}{R_8} - \left(1 + \frac{R_6}{R_3 + R_4} \right) \frac{R_1}{R_2} \right)}$
	ω_p	$\sqrt{\frac{R_4}{R_3 + R_4}} \cdot \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2}} \sqrt{\frac{1}{R_5} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$
	d_p	$\sqrt{1 + \frac{R_3}{R_4}} \cdot \frac{\sqrt{R_1 R_2 R_5}}{\sqrt{R_1 + R_2}} \times \left[\left(\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right) \frac{1}{R_5} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \right.$ $\left. + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + \frac{R_7}{R_8} \frac{1}{R_1} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} - \left(1 + \frac{R_6}{R_3 + R_4} \right) \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \frac{1}{R_2} \right]$
4.		

	M	$\frac{\frac{R_5}{R_7} \left(1 + \frac{R_9}{R_3 + R_4}\right)}{-\frac{R_1}{R_8} \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) + 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_5}{R_6} - \left(1 + \frac{R_9}{R_3 + R_4}\right) \frac{R_1}{R_2}}$
	ω_p	$\sqrt{1 + \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2}}} \sqrt{\frac{1}{R_8} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}$
	d_p	$\sqrt{1 + \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{\sqrt{R_1 R_2 R_8}}{\sqrt{R_1 + R_2}}} \times \left[\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) + \left(\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}\right) \frac{1}{R_8} + \frac{R_5}{R_6} \frac{1}{R_1} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} - \left(1 + \frac{R_9}{R_3 + R_4}\right) \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \frac{1}{R_2} \right]$
5.		
	M	$-\frac{R_1 R_5 R_6 C_1 \beta}{R_1 R_6 R_7 \beta (C_1 + C_2) + C_3 R_6 R_7 (R_1 + R_2) - \beta (K C_2 R_1 R_6 R_7 + R_1 R_6)}$
	ω_p	$\sqrt{\beta} \cdot \frac{1}{\sqrt{C_3 R_1 R_2 (C_1 + C_2)}}$
	d_p	$\frac{\sqrt{R_1 (C_1 + C_2)}}{\sqrt{R_2 C_3}} \sqrt{\beta} + \frac{\sqrt{C_3} (R_1 + R_2)}{\sqrt{\beta} \sqrt{R_1 R_2 (C_1 + C_2)}} - \sqrt{\beta} \frac{K C_2 \sqrt{R_1}}{\sqrt{C_3 R_2 (C_1 + C_2)}} - \frac{R_7 C_2 \sqrt{R_1}}{R_6 \sqrt{C_3 R_2 (C_1 + C_2)}}$
	Примечание	$\beta = 1 + \frac{R_3 + R_4}{R_3}, K = 1 + \frac{R_8}{R_5 (R_3 + R_4)}$
6.		
	M	$-\frac{R_5 R_6 C_2 \beta}{R_7 R_2 (R_3 + R_4) (R_1 R_6 C_2 + R_2 R_6 C_3 + R_2 R_6 C_2 + R_5 R_6 C_1 - R_2 R_6 C_1 \beta + R_5 R_6 C_2)}$

	ω_p	$\sqrt{R_4} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_1 C_3 R_2 (C_1 + C_2) (R_3 + R_4)}}$
	d_p	$\frac{(R_1 R_6 C_3 + R_2 R_6 C_3 + R_2 R_6 C_2 + R_2 R_6 C_1 - R_2 R_6 C_1 \beta + R_2 R_5 C_2)}{\sqrt{R_4 R_1 C_3 R_2 (C_1 + C_2) R_6}}$ $** \frac{\sqrt{R_1 C_3 R_2 (C_1 + C_2) (R_3 + R_4)}}{\sqrt{R_3 R_1 C_3 R_2 (C_1 + C_2) R_6}}$
	Примечание	$\beta = 1 + \frac{R_8}{R_6 (R_3 + R_4)}$
7.		
	M	$-\frac{\frac{R_5}{R_7} \left(1 + \frac{R_8}{R_3 + R_4}\right)}{\frac{C_2}{C_1} + 1 + \frac{R_5}{R_6} + \frac{R_4}{R_4 + R_3} \frac{R_1}{R_2}}$
	ω_p	$\sqrt{\frac{R_4}{R_4 + R_3}} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$
	d_p	$\sqrt{1 + \frac{R_3}{R_4} \left(\sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) \sqrt{\frac{R_2 C_1}{R_1 C_2}} + \frac{R_4}{R_4 + R_3} \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \right)}$
8.		
	M	$-\frac{\frac{R_5}{R_7} \left(1 + \frac{R_8}{R_3 + R_4}\right)}{\frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{C_2}{C_1} + 1 + \frac{R_5}{R_6} + \frac{R_1}{R_2}}$
	ω_p	$\sqrt{1 + \frac{R_3}{R_4}} \frac{1}{\sqrt{R_4} \sqrt{R_2 C_2 R_1 C_1}}$
	d_p	$\sqrt{1 + \frac{R_3}{R_4}} \times \left(\sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) \sqrt{\frac{R_2 C_1}{R_1 C_2}} + \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \right)$

9.		
	М	$-\frac{R_5 R_6 \tau_1}{R_6 R_7 \tau_2 + R_1 R_6 C_2 - R_5 \tau_1}$
	ω_p	$\sqrt{\beta} \cdot \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}}$
	d_p	$\frac{\tau_2 R_6 + R_1 R_6 C_2 - \tau_1 R_5}{\sqrt{\beta} \sqrt{\tau_1 \tau_2} R_6}$
Примечание	$\tau_2 = C_2 R_2, \tau_1 = C_1 R_1, \beta = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$	
10.		
	М	$\frac{R_5 R_6 \tau_1}{\tau_1 R_6 (\gamma R_6 - R_5) + \tau_2 R_6 R_8 + R_1 C_2 R_6 R_8}$
	ω_p	$\sqrt{\gamma} \cdot \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}}$
	d_p	$\frac{\tau_1 (\gamma R_6 - R_5) + \tau_2 R_6 + R_1 C_2 R_6}{\sqrt{\gamma} \sqrt{\tau_1 \tau_2} R_6}$
Примечание	$= \frac{R_3}{R_3 + R_4}, \tau_2 = C_2 R_2, \tau_1 = C_1 R_1, \gamma = \frac{R_9}{R_9 + R_{10}},$ $= 1 + \frac{R_5}{R_5 \parallel R_6 \parallel R_8}$	
11.		
	М	$\frac{R_5 R_6 (R_3 + R_4 + R_8) \tau_1}{R_7 (R_3 + R_4) (R_1 C_2 R_6 + R_6 \tau_2 - R_5 \tau_1) - R_7 R_8 \tau_1 (R_5 + R_6)}$

	ω_p	$\sqrt{R_4} \cdot \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2 (R_3 + R_4)}}$
	d_p	$\frac{R_3 + R_4}{C_1 R_2} + \frac{R_3 + R_4}{\tau_1} - \frac{R_8 (R_3 + R_4 + R_8)}{\tau_2 R_6} - \frac{R_8}{\tau_2} \frac{\sqrt{\tau_1 \tau_2}}{\sqrt{R_4} \sqrt{(R_3 + R_4)}}$
	Примечание	$\tau_1 = C_1 R_1, \tau_2 = C_2 R_2$
12.		
	M	$-\frac{R_6 \tau_1 (R_3 + R_4 + R_5)}{(R_3 + R_4)(R_7 \tau_2 + R_7 C_2 R_7) - R_5 R_7 \tau_1 - \tau_1 R_7 (R_3 + R_4 + R_5)}$
	ω_p	$\sqrt{R_4} \cdot \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2 (R_3 + R_4)}}$
	d_p	$\left(\frac{R_3 + R_4}{C_1 R_2} + \frac{R_3 + R_4}{\tau_1} - \frac{(R_3 + R_4 + R_5)}{\tau_2} - \frac{R_5}{\tau_2} \right) \frac{\sqrt{\tau_1 \tau_2}}{\sqrt{R_4} \sqrt{(R_3 + R_4)}}$
	Примечание	$\tau_1 = C_1 R_1, \tau_2 = C_2 R_2, \alpha = \frac{R_8}{R_9 + R_8}, \gamma = 1 + \frac{R_6}{R_7}$

Фильтры низких частот второго порядка. Для реализации ФНЧ с независимой подстройкой основных параметров необходимо, чтобы передаточная функция $F_{14}(p)$ (в соответствии с обобщенной структурной схемой на рис. 1) имела вид

$$F_{14}(p) = M \frac{\omega_p^2}{p^2 + p d_p \omega_p + \omega_p^2}.$$

Пример построения такого ФНЧ [12] и его основные параметры приведены в табл. 2.

Таблица 2

ФНЧ второго порядка с независимой настройкой параметров

1.		
	M	$-\frac{R_3}{R_7} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_5}{R_4} + \frac{R_5}{R_6} \right)$

	ω_p	$\sqrt{1 + \frac{R_3}{R_4}} \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$
	d_p	$\sqrt{\frac{R_4}{R_3 + R_4}} \times \left(\sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} - \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \left(\frac{R_5}{R_4} + \frac{R_5}{R_6} \right) \right)$

Фильтры высоких частот второго порядка. В соответствии с обобщенной структурной схемой на рис. 1 передаточная функция ФВЧ $F_{14}(p)$

$$F_{14}(p) = M \frac{p^2}{p^2 + pd_p \omega_p + \omega_p^2} .$$

Пример построения ФВЧ [13] с независимой подстройкой основных параметров представлен в табл. 3.

Таблица 3

ФВЧ второго порядка с независимой настройкой параметров

1.		
	M	$-\frac{R_3}{R_7} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_5}{R_4} + \frac{R_5}{R_6} \right)$
	ω_p	$\sqrt{\frac{R_4}{R_3 + R_4}} \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$
	d_p	$\sqrt{\frac{R_4}{R_3 + R_4}} \times \left(\sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} - \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} \left(\frac{R_5}{R_4} + \frac{R_5}{R_6} \right) \right)$

Заключение. Рассмотрено семейство активных RC-фильтров, включающее 14 схем ФНЧ, ФВЧ, ПФ второго порядка с независимой подстройкой основных параметров (частоты полюса, добротности полюса и масштабного коэффициента передачи), и их обобщенная структурная схема, которая может быть положена в основу синтеза многих других модификаций АРСФ.

Установлены требования к параметрам трех специальных передаточных функций многополюсника частотоподающей RC-цепи обобщенной схемы, при выполнении которых настройка частоты полюса не влияет на добротность полюса и коэффициент передачи или добротность полюса настраивается независимо от частоты полюса и коэффициента передачи. В качестве примеров построения АРСФ рассматриваемого класса приведены уравнения для основных параметров 14 схем.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Славский Г.Н.* Активные RC- и RCL-фильтры и избирательные усилители. – М.: Связь. 1966. – 216 с.
2. *Moschytz G.S., Horn P.* Active filter design handbook: for use with programmable pocket calculators and minicomputers. – Chichester England, New York, J. Wiley, 1981. – 316 p.
3. *Sallen R.P., Key E.L.* A Practical Method of Designing RC Active Filters. IRE Trans // Circuit Theory. – 1955. – P. 78-85.
4. *Huelsman L.P., Allen P.E.* Introduction to the Theory and Design of Active Filters. – McGraw-Hill. New York, 1980. – 429 p.
5. *Denisenko D.Y., Prokopenko N.N., Pakhomov I.V., Ivanov Y.I.* Generalized Structure of Active RC Filters with Independent Tuning of Pole Frequency, Pole Q-Factor and Transfer Ratio // Proceedings of 2021 IEEE East-West Design & Test Symposium. – 2021. – P. 1-5. – <https://doi.org/10.1109/EWDTS52692.2021.9581023>.
6. *Jung S., Song I., Cressler J.D.* Systematic methodology for applying Mason's signal flow graph to analysis of feedback circuits // 2014 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. – 2014. – P. 2421-2424. – <https://doi.org/10.1109/ISCAS.2014.6865661>.
7. *Sheng Z., Jishi S., Shuibao Y., Xi C.* Research on Integrated Technology of RC Active Filter Optimization // 2010 International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation. – 2010. – P. 1177-1179. – <https://doi.org/10.1109/ICICTA.2010.597>.
8. *Ezzedine H., Billonnet L., Jarry B., Guillon P.* Design method and optimization of noise performances for different types of planar microwave active filters // Proceedings of the IEEE - Russia Conference. 1999 High Power Microwave Electronics: Measurements, Identification, Applications. MIA-ME'99. – 1999. – P. 1143-1148. – <https://doi.org/10.1109/MIAME.1999.827830>.
9. *Parmann L.D.* Design and Analysis of Analog Filters: A Signal Processing Perspective. – Kluwer Academic Publishers, 2001. – 439 p.
10. *Shuhong Xu.* Study on uncertain decision factors of logistics distribution using Mason theory // 2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering. – 2011. – P. 2691-2694. – <https://doi.org/10.1109/ICEICE.2011.5778217>.
11. *Lawrence P.H., Phillip E.A.* Introduction to the Theory and Design of Active Filters. – McGraw-Hill, New York, 1980. – 429 p.
12. Патент РФ № 2656728. ARC-фильтр нижних частот с независимой настройкой основных параметров / *Денисенко Д.Ю., Иванов Ю.И., Прокопенко Н.Н., Бугакова А.В.* Дата заявки: 27.06.17. Дата публикации: 06.06.18. – 18 с. – URL: <http://www.fips.ru/cdfi/fips.dll?ty=29&docid=2694135>.
13. Патент РФ № 2694135. ARC-фильтр верхних частот с независимой подстройкой основных параметров / *Денисенко Д.Ю., Бутырлагин Н.В., Прокопенко Н.Н.* Дата заявки: 11.09.2018. Дата публикации: 06.06.18. – 18 с. – URL: https://patents.s3.yandex.net/RU2694135C1_20190709.pdf.
14. Патент РФ № 2694134. Полосовой ARC-фильтр на двух операционных усилителях с повышением частоты полюса и независимой подстройкой основных параметров / *Денисенко Д.Ю., Бугакова А.В., Прокопенко Н.Н., Свизев Г.А.* Дата заявки: 11.09.18. Дата публикации: 09.07.19. – 18 с. – URL: https://patents.s3.yandex.net/RU2694134C1_20190709.pdf.
15. Патент РФ № 2688237. Полосовой ARC-фильтр на двух операционных усилителях с понижением частоты полюса и независимой подстройкой основных параметров / *Денисенко Д.Ю., Бугакова А.В., Прокопенко Н.Н., Жебрун Е.А.* Дата заявки: 11.09.2018. Дата публикации: 21.05.19. – 17 с. – URL: https://patents.s3.yandex.net/RU2688237C1_20190521.pdf.
16. Патент РФ № 2701095. Низкочувствительный полосовой фильтр с независимой подстройкой основных параметров // *Денисенко Д.Ю., Бугакова А.В., Игнашин А.А., Прокопенко Н.Н.* Дата заявки: 11.03.2019. Дата публикации: 24.09.19. – 14 с. – URL: https://patents.s3.yandex.net/RU2701095C1_20190924.pdf.
17. Патент РФ № 2704530. Широкополосный полосовой фильтр с независимой подстройкой частоты полюса, затухания полюса и коэффициента передачи // *Денисенко Д.Ю., Бугакова А.В., Жебрун Е.А., Прокопенко Н.Н.* Дата заявки: 07.03.2019. Дата публикации: 29.10.19. – 14 с. – URL: https://patents.s3.yandex.net/RU2704530C1_20191029.pdf.
18. Патент РФ № 2697944. Полосовой фильтр второго порядка с независимой подстройкой основных параметров / *Денисенко Д.Ю., Бутырлагин Н.В., Свизев Г.А., Прокопенко Н.Н.* Дата заявки: 25.02.2019. Дата публикации: 21.08.19. – 13 с. – URL: https://patents.s3.yandex.net/RU2697944C1_20190821.pdf.

19. Патент РФ № 2701038. Полосовой фильтр на двух операционных усилителях с независимой подстройкой основных параметров / Денисенко Д.Ю., Овсепян Е.В., Тимов А.Е., Прокопенко Н.Н. Дата заявки: 27.02.2019. Дата публикации: 24.09.19. – 15 с. – URL: https://patents.s3.yandex.net/RU2701038C1_20190924.pdf.
20. Патент РФ № 2718709. Полосовой фильтр с независимой подстройкой основных параметров / Денисенко Д.Ю., Прокопенко Н.Н., Тимов А.Е. Дата заявки: 22.11.2019. Дата публикации: 14.04.2020. – 12 с. – URL: https://patents.s3.yandex.net/RU2718709C1_20200414.pdf.
21. Патент РФ № 2718830. Полосовой фильтр второго порядка с независимой подстройкой основных параметров / Денисенко Д.Ю., Прокопенко Н.Н., Тимов А.Е. Дата заявки: 25.11.2019. Дата публикации: 14.04.2020. – 15 с. – URL: https://patents.s3.yandex.net/RU2718830C1_20200414.pdf.
22. Патент РФ № 2722602. Активный полосовой фильтр второго порядка с независимой подстройкой основных параметров / Денисенко Д.Ю., Прокопенко Н.Н., Тимов А.Е. Дата заявки: 10.12.2019. Дата публикации: 02.06.2020. – 14 с. – URL: https://patents.s3.yandex.net/RU2722602C1_20200602.pdf.
23. Патент РФ № 2720558. Полосовой фильтр на двух операционных усилителях с независимой подстройкой основных параметров / Денисенко Д.Ю., Прокопенко Н.Н., Тимов А.Е. Дата заявки: 11.12.2019. Дата публикации: 12.05.2020. – 14 с. – URL: https://patents.s3.yandex.net/RU2720558C1_20200512.pdf.
24. Патент РФ № 2722752. Полосовой фильтр с независимой подстройкой частоты полюса, затухания полюса и коэффициента передачи / Денисенко Д.Ю., Прокопенко Н.Н., Тимов А.Е. Дата заявки: 11.12.2019. Дата публикации: 03.06.2020. – 14 с. – URL: https://patents.s3.yandex.net/RU2722752C1_20200603.pdf.
25. Патент РФ № 2721404. Активный RC-фильтр с независимой подстройкой основных параметров / Денисенко Д.Ю., Прокопенко Н.Н., Тимов А.Е. Дата заявки: 12.12.2019. Дата публикации: 19.05.2020. – 13 с. – URL: https://patents.s3.yandex.net/RU2721404C1_20200519.pdf.

REFERENCES

1. Slavsky G.N. Aktivnyye RC- i RCL- fil'try i izbiratel'nyye usiliteli [Active RC and RCL filters and selective amplifiers]. Moscow: Communication, 1966. 216 p.
2. Moschytz G.S., Horn P. Active filter design handbook: for use with programmable pocket calculators and minicomputers. Chichester England, New York, J. Wiley, 1981, 316 p.
3. Sallen R.P., Key E.L. A Practical Method of Designing RC Active Filters. IRE Trans, *Circuit Theory*, 1955, pp. 78-85.
4. Huelsman L.P., Allen P.E. Introduction to the Theory and Design of Active Filters. McGraw-Hill. New York, 1980, 429 p.
5. Denisenko D.Y., Prokopenko N.N., Pakhomov I.V., Ivanov Y.I. Generalized Structure of Active RC Filters with Independent Tuning of Pole Frequency, Pole Q-Factor and Transfer Ratio, *Proceedings of 2021 IEEE East-West Design & Test Symposium*, 2021, pp. 1-5. Available at: <https://doi.org/10.1109/EWDTS52692.2021.9581023>.
6. Jung S., Song I., Cressler J.D. Systematic methodology for applying Mason's signal flow graph to analysis of feedback circuits, *2014 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2014, pp. 2421-2424. Available at: <https://doi.org/10.1109/ISCAS.2014.6865661>.
7. Sheng Z., Jishi S., Shuibao Y., Xi C. Research on Integrated Technology of RC Active Filter Optimization, *2010 International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation*, 2010, pp. 1177-1179. Available at: <https://doi.org/10.1109/ICICTA.2010.597>.
8. Ezzedine H., Billonnet L., Jarry B., Guillon P. Design method and optimization of noise performances for different types of planar microwave active filters, *Proceedings of the IEEE - Russia Conference. 1999 High Power Microwave Electronics: Measurements, Identification, Applications. MIA-ME'99*, 1999, pp. 1143-1148. Available at: <https://doi.org/10.1109/MIAME.1999.827830>.
9. Parmann L.D. Design and Analysis of Analog Filters: A Signal Processing Perspective. Kluwer Academic Publishers, 2001, 439 p.
10. Shuhong Xu. Study on uncertain decision factors of logistics distribution using Mason theory, *2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering*, 2011, pp. 2691-2694. Available at: <https://doi.org/10.1109/ICEICE.2011.5778217>.
11. Lawrence P.H., Phillip E.A. Introduction to the Theory and Design of Active Filters. McGraw-Hill, New York, 1980, 429 p.

12. Patent RF No. 2656728. *Denisenko D.Yu., Ivanov Yu.I., Prokopenko N.N., Bugakova A.V.* ARC-fil'tr nizhnikh chastot s nezavisimoy nastroykoy osnovnykh parametrov [ARC low-pass filter with independent adjustment of the main parameters]. Application Date: 27.06.17. Publication Date: 06.06.18, 18 p. Available at: <http://www.fips.ru/cdfi/fips.dll/ru?ty=29&docid=2694135>.
13. Patent RF No. 2694135. *Denisenko D.Yu., Butyrlagin N.V., Prokopenko N.N.* ARC-fil'tr verkhnikh chastot s nezavisimoy podstroykoy osnovnykh parametrov [High-pass ARC filter with independent tuning of the main parameters]. Application Date: 11.09.2018. Publication Date: 06.06.18, 18 p. Available at: https://patents.s3.yandex.net/RU2694135C1_20190709.pdf.
14. Patent RF No. 2694134. *Denisenko D.Yu., Bugakova A.V., Prokopenko N.N., Svizev G.A.* Polosovoy ARC-fil'tr na dvukh operatsionnykh usilitelyakh s povysheniyem chastoty polyusa i nezavisimoy podstroykoy osnovnykh parametrov [Bandpass ARC filter on two operational amplifiers with pole frequency increase and independent tuning of the main parameters]. Application Date: 11.09.18. Publication Date: 09.07.19, 18 p. Available at: https://patents.s3.yandex.net/RU2694134C1_20190709.pdf.
15. Patent RF No. 2688237. *Denisenko D.Yu., Bugakova A.V., Prokopenko N.N., Zhebrun E.A.* Polosovoy ARC-fil'tr na dvukh operatsionnykh usilitelyakh s ponizheniyem chastoty polyusa i nezavisimoy podstroykoy osnovnykh parametrov [Bandpass ARC filter on two operational amplifiers with pole frequency reduction and independent tuning of the main parameters]. Application Date: 11.09.2018. Publication Date: 21.05.19, 17 p. Available at: https://patents.s3.yandex.net/RU2688237C1_20190521.pdf.
16. Patent RF № 2701095. *Denisenko D.Yu., Bugakova A.V., Ignashin A.A., Prokopenko N.N.* Nizkochuvstvitel'nyy polosovoy fil'tr s nezavisimoy podstroykoy osnovnykh parametrov [Low-sensitivity band-pass filter with independent tuning of the main parameters]. Application Date: 11.03.2019. Publication Date: 24.09.19, 14 p. Available at: https://patents.s3.yandex.net/RU2701095C1_20190924.pdf.
17. Patent RF № 2704530. *Denisenko D.Yu., Bugakova A.V., Zhebrun E.A., Prokopenko N.N.* Shirokopolosnyy polosovoy fil'tr s nezavisimoy podstroykoy chastoty polyusa, zatukhaniya polyusa i koeffitsiyenta peredachi [Broadband bandpass filter with independent adjustment of the pole frequency, pole attenuation and transmission coefficient]. Application Date: 07.03.2019. Publication Date: 29.10.19, 14 p. Available at: https://patents.s3.yandex.net/RU2704530C1_20191029.pdf.
18. Patent RF № 2697944. *Denisenko D.Yu., Butyrlagin N.V., Svizev G.A., Prokopenko N.N.* Polosovoy fil'tr vtorogo poryadka s nezavisimoy podstroykoy osnovnykh parametrov [Second-order band-pass filter with independent adjustment of the main parameters]. Application Date: 25.02.2019. Publication Date: 21.08.19, 13 p. Available at: https://patents.s3.yandex.net/RU2697944C1_20190821.pdf.
19. Patent RF № 2701038. *Denisenko D.Yu., Ovsepyan E. V., Titov A. E., Prokopenko N.N.* Polosovoy fil'tr na dvukh operatsionnykh usilitelyakh s nezavisimoy podstroykoy osnovnykh parametrov, [Band-pass filter on two operational amplifiers with independent adjustment of the main parameters]. Application Date: 27.02.2019. Publication Date: 24.09.19, 15 p. Available at: https://patents.s3.yandex.net/RU2701038C1_20190924.pdf.
20. Patent RF № 2718709. *Denisenko D.Yu., Prokopenko N.N., Titov A.E.* Polosovoy fil'tr s nezavisimoy podstroykoy osnovnykh parametrov [Bandpass filter with independent adjustment of the main parameters]. Application Date: 22.11.2019. Publication Date: 14.04.2020, 12 p. Available at: https://patents.s3.yandex.net/RU2718709C1_20200414.pdf.
21. Patent RF № 2718830. *Denisenko D.Yu., Prokopenko N. N., Titov A.E.* Polosovoy fil'tr vtorogo poryadka s nezavisimoy podstroykoy osnovnykh parametrov [Second-order band-pass filter with independent adjustment of the main parameters]. Application Date: 25.11.2019. Publication Date: 14.04.2020, 15 p. Available at: https://patents.s3.yandex.net/RU2718830C1_20200414.pdf.
22. Patent RF № 2722602. *Denisenko D.Yu., Prokopenko N.N., Titov A.E.* Aktivnyy polosovoy fil'tr vtorogo poryadka s nezavisimoy podstroykoy osnovnykh parametrov [Second-order active band-pass filter with independent adjustment of the main parameters]. Application Date: 10.12.2019. Publication Date: 02.06.2020, 14 p. Available at: https://patents.s3.yandex.net/RU2722602C1_20200602.pdf.
23. Patent RF № 2720558. *Denisenko D.Yu., Prokopenko N.N., Titov A.E.* Polosovoy fil'tr na dvukh operatsionnykh usilitelyakh s nezavisimoy podstroykoy osnovnykh parametrov [Bandpass filter on two operational amplifiers with independent adjustment of the main parameters]. Application Date: 11.12.2019. Publication Date: 12.05.2020, 14 p. Available at: https://patents.s3.yandex.net/RU2720558C1_20200512.pdf.

24. Patent RF № 2722752. *Denisenko D.Yu., Prokopenko N.N., Titov A.E.* Polosovoy fil'tr s nezavisimoy podstroykoy chastoty polyusa, zatukhaniya polyusa i koeffitsiyenta peredachi [Band-pass filter with independent adjustment of the pole frequency, pole attenuation and transmission coefficient]. Application Date: 11.12.2019. Publication Date: 03.06.2020, 14 p. Available at: https://patents.s3.yandex.net/RU2722752C1_20200603.pdf.
25. Patent RF № 2721404. *Denisenko D.Yu., Prokopenko N.N., Titov A.E.* Aktivnyy RC-fil'tr s nezavisimoy podstroykoy osnovnykh parametrov [Active RC filter with independent adjustment of the main parameters]. Application Date: 12.12.2019. Publication Date: 19.05.2020, 13 p. Available at: https://patents.s3.yandex.net/RU2721404C1_20200519.pdf.

Статью рекомендовала к опубликованию д.ф.-м.н., профессор Л.В. Черкесова.

Денисенко Дарья Юрьевна – Южный федеральный университет; e-mail: d.u.denisenko@gmail.com; г. Таганрог, Россия; тел.: 88634371689; кафедра систем автоматического управления; к.т.н.; доцент. Донской государственный технический университет; управление научных исследований; м.н.с.

Иванов Юрий Иванович – e-mail: ivanov.taganrog@gmail.com; тел.: 88634371689; кафедра систем автоматического управления; к.т.н.; доцент.

Прокопенко Николай Николаевич – Донской государственный технический университет; e-mail: prokopenko@sssu.ru; г. Ростов-на-Дону, Россия; тел.: +79185182266; кафедра информационные системы и радиотехника; д.т.н.; профессор; г.н.с.

Denisenko Daria Yuriyovna – Southern Federal University; e-mail: d.u.ivanova@gmail.com; Taganrog, Russia; phone: +78634361789; the department of automatic control systems; cand. of eng. sc.; associate professor. Don State Technical University; management of scientific researches; junior researcher.

Ivanov Yuriy Ivanovich – e-mail: ivanov.taganrog@gmail.com; phone: +78634361789; the department of automatic control systems; cand. of eng. sc.; associate professor.

Prokopenko Nikolay Nikolayevich – Don State Technical University; e-mail: prokopenko@sssu.ru; Rostov-on-Don, Russia; phone: +79185182266; information systems and radio engineering; dr. of eng. sc.; professor; chief researcher.

УДК 621.396.67

DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-206-212

Ю.В. Юханов, И.А. Алшимайсаве

5G ДВУХДИАПАЗОННАЯ ПРЯМОУГОЛЬНАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА С ДВУМЯ ТРАВЛЕНИЯМИ И ВЕРХНИМ ШЕСТИГРАННЫМ ВЫРЕЗОМ НА КОНЦЕ CPW FED

Во всем мире беспроводная или удаленная связь стала фундаментальной и незаменимой. Каждый день миллиарды пользователей получают доступ к звонкам, Интернету и социальным сетям. Многие электрические устройства, в том числе антенны, используются в сложных сетях и системах, поддерживающих такой массивный обмен информацией. Электрическое устройство, известное как антенна, отправляет или принимает информацию в космос. Антенна является ключевым компонентом многих систем, в том числе радио- и телевизионной передачи, приемников связи, радаров, сотовых телефонов, гаджетов с поддержкой Bluetooth и спутниковой связи. Быстрое распространение беспроводных технологий и персональной связи увеличило спрос на многодиапазонные антенны, которые могут работать на нескольких частотах и подходят для различных приложений. В этой статье представлена двухдиапазонная прямоугольная микрополосковая патч-антенна с

компланарным волноводом (CPW) для приложений 5G, WiMAX, ISM и WLAN. Предлагаемая антенна надежна, дешева, легка и проста в изготовлении, резонирует на частоте 2,4 ГГц при -12,182379 s11 с полосой пропускания 205,7 МГц и на частоте 3,42 ГГц при -37,344879 s11 с полосой пропускания 464,9 МГц, тогда как усиление составляет 3,85 и 3,41 соответственно. Патч-элементы размещаются на изолирующей подложке FR408 (без потерь) с относительной диэлектрической проницаемостью 3,75, высота подложки составляет 1,6 мм. Результаты моделирования представлены с помощью CST STUDIO SUITE 2019.

Приложения 5G; патч-антенна; питание CPW; двухдиапазонный режим; CST 2019.

Yu.V. Yukhanov, I.A. Alshimaysawe

A 5G DUAL-BAND RECTANGULAR MICROSTRIP ANTENNA WITH TWO ETCHES AND UPPER HEXAGONAL END CUT CPW FED

Around the world, wireless or distant communication has become fundamental and indispensable. Every day, billions of users access calls, the internet, and social media. Many electrical equipment, including the antenna, are used in the sophisticated networks and systems that support that massive information interchange. An electrical device known as an antenna sends or receives information across space. The antenna is a key component in many systems, including radio and television transmission, communications receivers, radar, cellular phones, Bluetooth-enabled gadgets, and satellite communications. The rapid expansion of wireless technology and personal communication has increased the demand for multiband antennas, which can operate at several frequencies and are suited for a variety of applications. Dual-band coplanar waveguide (CPW) fed rectangular microstrip patch antenna for 5G, WiMAX band, ISM Band, and WLAN applications is presented in this paper. The proposed antenna is robust, cheap, light weight, and easy to fabricate, resonating at 2.4 GHz in -12.182379 s11 with 205.7 MHz BW and 3.42 GHz in -37.344879 s11 with 464.9 MHz BW whereas gain is 3.85 and 3.41 respectively. Patch elements are placed on isolation FR408 (loss-free) substrate of relative permittivity 3.75 kept at a substrate height of 1.6 mm. Results of simulation are presented using CST STUDIO SUITE 2019.

5G applications; patch antenna; CPW-fed; Dual-band; CST 2019.

I. Introduction. It is well recognized that an antenna is one of the most significant electrical devices for receiving and/or transmitting information across space [1]. Microstrip antennas are extremely popular these days, with a wide range of applications due to their lightweight, small size, high-performance characteristics, and conformance [2]. These antennas are characterized by being small in size and can be easily integrated with other structures with the possibility of being resonant for more than one frequency [3, 4]. Where the radiating patch is located above the dielectric substrate and a ground plane is located beneath the substrate layer. Due to the simplicity of performance estimation, different antenna configurations such as rectangular, square, and circular patch forms are used [5]. These antennas are commonly found in portable electronics such as laptops and cell phones, and used in satellite communication and missile system etc [4, 6, 7]. The patch antenna's main disadvantage is its limited bandwidth [8]. To overcome the narrowband bandwidth problem, many approaches have been offered in the literature. Defecting the ground plane with various shapes, lowering the substrate height, and so on are some popular techniques. C.P. Wen created the CPW method in 1969, which is used to construct antennas with minimal weight and low transmission losses [9]. The CPW-Feed approach is less expensive, and line impedance and phase velocity are less affected by substrate height than by slot width [10]. Because of its wide bandwidth, compact structure, and low return loss in monolithic microwave integrated circuits, coplanar waveguide fed antennas have gained popularity [11, 12].

Previous proposed results into CPW fed microstrip antennas by researchers are as follows. In 2016 Paresh Jain and R.K Khola [13] introduced a CPW fed microstrip patch antenna with a rectangular shape at a resonant frequency of 2.4 GHz in -22.1 S11 with 2.55 dB as gain and 1.15 VSWR. In 2018 Dhara M Patel [14] designed a CPW-fed microstrip antenna for uses of wireless (ISM band) application where return loss was -19.65 dB at 2.4GHz. In 2020 Piyush Kuchhal, et al [15] designed microstrip antenna CPW-Fed for commercial uses and various scientific at 2.5 GHz where S11 was -47 dB and 1.6 bandwidth. In 2021 Piyush Kuchhal, et al [16] proposed a Co-planer fed (CPW) microstrip antenna with two bands of resonance at 1.8 GHz and 5.2 GHz. In 2021 G. Anjaneyulu and J. Siddartha Varma [17] presented a compact CPW-fed patch antenna that has simple defective ground structures (DGS) at resonating frequency at 10.1 GHz with a gain of 4.2dBi.

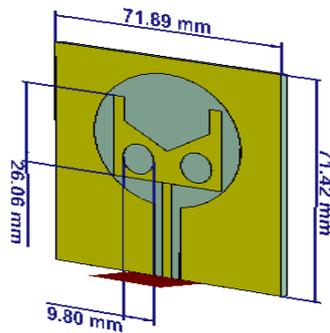


Fig. 1. The microstrip patch antenna design

In this paper, the CPW-fed technique used to design a dual-band antenna suitable to work with the industrial, scientific, and medical radio band (ISM Band), WLAN, WiMAX, and 5G applications [18, 19, 1], consist of a rectangular patch with dual symmetrical holes in circular shapes and upper hexagonal end cut printed on the substrate whereas both the patch and the ground sharing the same plane.

II. Antenna design. The structure of the Coplanar waveguide fed rectangular patch microstrip antenna is intended for 2.4 GHz and 3.42 GHz, as illustrated in figure 2. The antenna's substrate has a dielectric constant (ϵ_r) of 3.75 with a height of 1.6mm, the patch and ground used copper (pure). Table 1 shows the size of the antenna as simulated in CST.

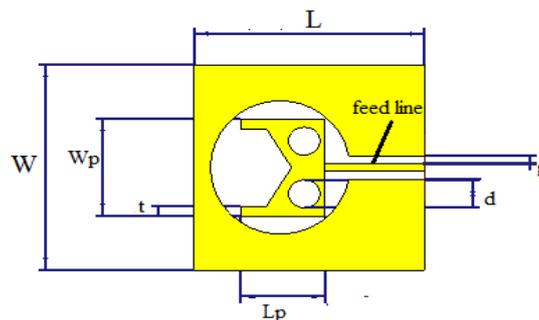


Fig. 2. Antenna geometry proposed

Table 1

Parameters of the antenna design

L (substrate length)	71.42mm
W(substrate width)	71.89mm
H (substrate height)	1.6mm
L _p (patch length)	26.06mm
W _p (patch width)	34.14mm
d (holes diameter)	9.80mm
g (gap)	2.74mm
t (edge width of patch)	3.49mm
L _f (feed length)	30.77mm
W _f (feed width)	2.73mm

The width and length of the conventional Microstrip antenna as shown in both relationships 1 and 2 using the equations found in Balanis [20].

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \sqrt{\epsilon_{r\text{eff}}}}} \quad (1)$$

$$W = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2)$$

where L is an actual length of a patch, ϵ_{reff} is an Effective dielectric constant, W represents the actual width of a patch, v_0 denote a free space velocity of light, f_r is a resonant frequency and ϵ_r is a dielectric constant.

III. Simulation results. The CST STUDIO SUITE Version 2019 software was used to design the proposed antenna. The following are the simulation findings acquired after analyzing the design. The proposed design's Return Loss (S11) against frequency (in GHz) curve is shown in figure 3. At 2.4 GHz with the band (2.3046-2.5103) and 3.42 GHz with the band (3.1969-3.6618), the simulated antenna has a better return loss of -12.182379 dB and -37.344879 dB, respectively. Which is suitable for supporting applications of WLAN(wireless local area network), ISM-band, WiMAX band, and 5G. Figures 4 and 5 depict the radiation pattern in 2D and 3D polar plots for both resonant frequencies, as well as the gain and directivity (in dB).

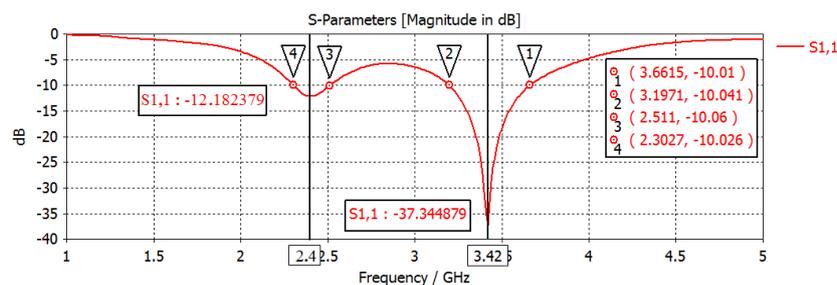


Fig. 3. Return loss (S11) for 2.4 GHz & 3.42 GHz

The VSWR characterizes the antenna's performance in adapting to the transmission line; Unity is the perfect match as agreed with the VSWR simulation results. The VSWR values as a function of the frequency range are shown in figure 6. The VSWR measured at the resonance frequency was 1.0275 for 3.42 GHz, which is considered a typical value, while for 2.4 GHz was 1.6524, it is also in the desirable dual-band conditions (VSWR≤2).

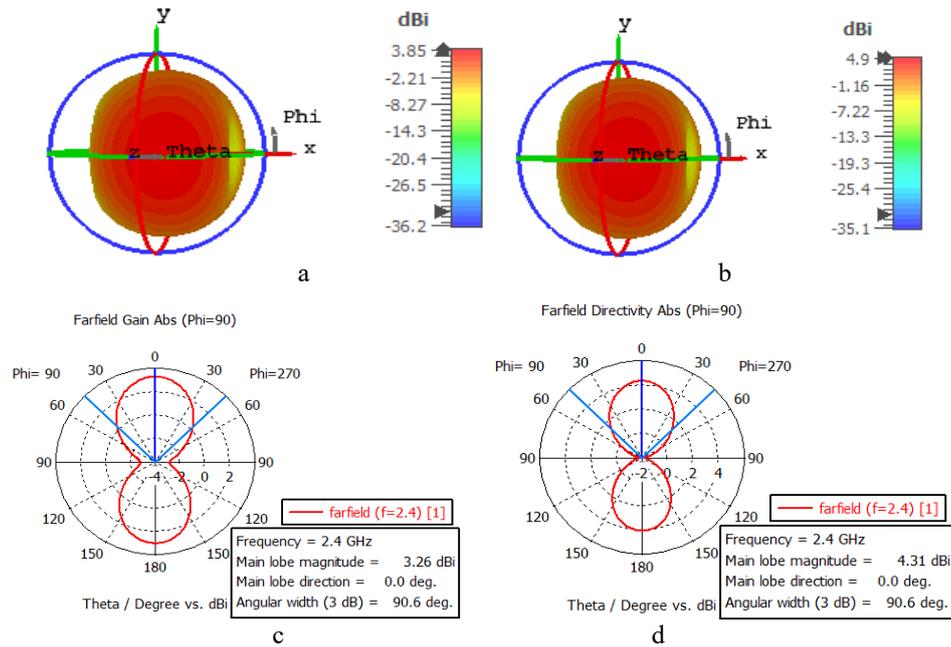


Fig. 4. For 2.4 GHz (a) & (b) show Gain and Directivity respectively in 3D, (c) & (d) show farfield Gain and Directivity respectively in polar plot.

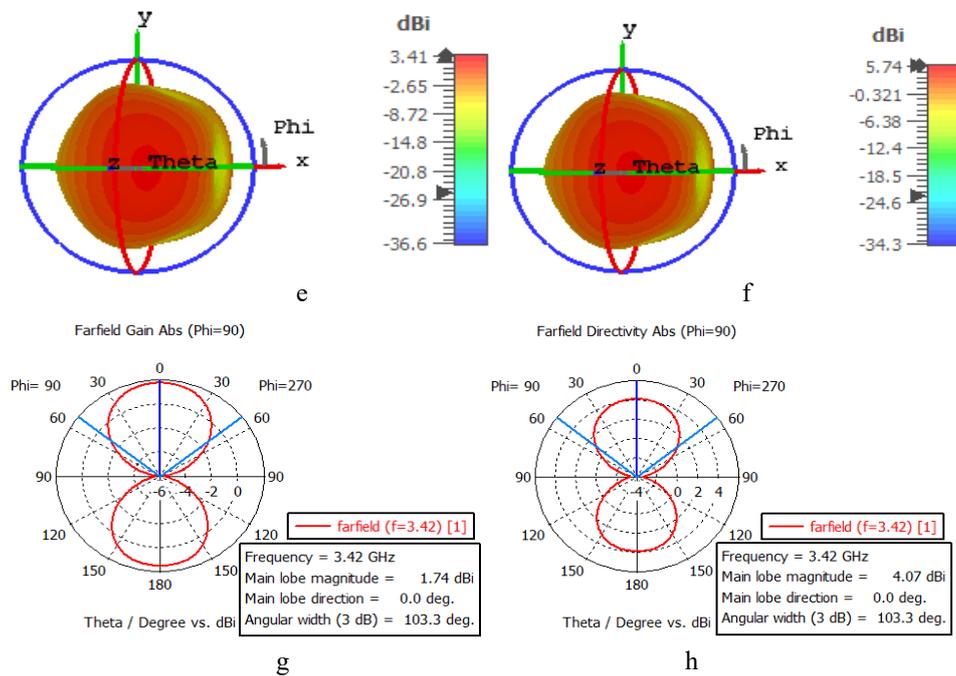


Fig. 5. For 3.42 GHz (e) & (f) show Gain and Directivity respectively in 3D, (g) & (h) show farfield Gain and Directivity respectively in polar plot

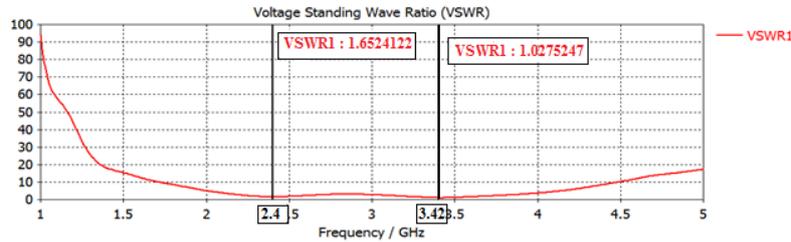


Fig. 6. The VSWR simulated results 2.4GHz & 3.42GHz

Conclusions. Microstrip antenna has become a rapidly growing field of study. Because of their light weight, tiny size, and ease of antenna assembly, their applications are virtually limitless. A robust, affordable, lightweight, and easy to manufacture dual-band CPW-fed rectangular microstrip patch antenna has been introduced using the CST MWS platform. It has a compact size of $71.42 \times 71.89 \times 1.6 \text{ mm}^3$. The proposed antenna design can work with two bandwidths, making it suitable for current and future 5G bands. The dual-band frequency range provides from 2.3046-2.5103 GHz and 3.1969-3.6618 GHz for resonant frequency 2.4 and 3.42 GHz, respectively, according to the simulation results. These are appropriate for high-data-rate ISM-band, WLAN, WiMAX, and 5G applications.

REFERENCES

1. Ayia A.S.A. Jabar and Dhirgham K. Naji. Design of Miniaturized Quad-Band Dual-Arm Spiral Patch Antenna for RFID, WLAN and WiMAX Applications, *Progress In Electromagnetics Research C*, March 2019, Vol. 91, pp. 97-113.
2. Bahl J. and Bhartia P. *Microstrip Antennas*. Dedham, MA: Artech House, 1980.
3. Joseph S., Paul B., Mridula S., and Mohanan P. CPW-Fed UWB Compact Antenna for Multi-band Applications, *Progress in Electromagnetics Research C*, 2015, Vol. 56, pp. 29-38.
4. Saurabh Kumar and Taimoor Khan. CPW-Fed UWB Flexible Antenna for GSM/WLAN/X-Band Applications, *5th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)*, 2018, pp. 126-129.
5. Modak S., Dash J.C. and Mangaraj B.B. Performance Enhancement of Microstrip Patch Antenna Using Defected Patch Structure, *IEEE conference*, 2017, pp. 897-899.
6. Balanis C.A. *Microstrip Antennas, Antenna Theory, Analysis and Design*. 3rd ed. John Wiley & Sons, 2010, pp. 811-876.
7. Alaa Desher Farhood, et al. Design and analysis of dual band integrated hexagonal shaped microstrip UWB antenna, *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, July 2019, Vol. 15, No. 1, pp. 294-299.
8. Barapatre H., Gour A., Solanki K. and Gadkari P. Design of UWB circular monopole antenna with enhanced bandwidth, *2016 2nd International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics (AEEICB)*, Chennai, 2016, pp. 275-277.
9. John Wiley and Sons. *Compact and Broadband Microstrip Antennas*. Kin-Lu Wong, Inc., 2002.
10. Kumar Raj and Malathi P. On the Design of CPWFed Ultra Wideband Triangular Wheel Shape Fractal Antenna, *International journal of microwave and optical technology*, March 2010, Vol. 5, no. 2.
11. Chung C.C. and Kamarudin M.R. Novel design of circular UWB antenna, *2009 Asia Pacific Microwave Conference, Singapore*, 2009, pp. 1977-1979.
12. Balaji M., Vivek R. and Joseph K.O. CPW feed circular monopole antenna for UWB applications with notch characteristics, *2015 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*, Coimbatore, 2015, pp. 1-4.
13. Paresh Jain and Khola R.K CPW Fed Rectangular Microstrip Patch Antenna with Upper Pentagonal End Cut, *Global Journal of Researches in Engineering (F)*, 2016, Vol. 16.

14. Dhara M Patel. Design and Analysis of CPW Fed Patch Antenna at 2.4GHz, *International Journal for Research in Applied Science & Engineering Technology (IJRASET)*, April 2018, Vol. 52, pp. 2132-2134.
15. Piyush Kuchhal, et al. Design and Analysis of CPW-Fed Microstrip Patch Antenna for ISM Band Applications, *2020 IEEE International Conference on Smart Electronics and Communication (ICOSEC)*, Trichy, India, Sept. 2020.
16. Piyush Kuchhal, et al. Design and Analysis of a Dual-Band CPW fed Microstrip Patch Antenna, *2021 IEEE 5th International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC)*, Erode, India, April 2021.
17. Anjaneyulu G. a nd Siddartha Varma J, Design of a CPW fed Microstrip Patch Antenna with Defective Ground Structure for Wireless Applications, *2021 IEEE 6th International Conference on Inventive Computation Technologies (ICICT)*, Coimbatore, India, Jan. 2021.
18. Dhurgham Abdulridha Jawad Al-Khaffaf, et al. Miniaturised tri-band microstrip patch antenna design for radio and millimetre waves of 5G devices, *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, March 2021, Vol. 21, No. 3, pp. 1594-1601.
19. Wei Hong, et al. "Multibeam Antenna Technologies for 5G Wireless Communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, December 2017, Vol. 65, No. 12, pp. 6231-6249.
20. Constantine A. Balanis. Antenna theory analysis and design. Canada: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2016.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Б.Г. Коноплев.

Юханов Юрий Владимирович – Южный федеральный университет; e-mail: yu_yukhanov@mail.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +78634371733; кафедра антенн и радиопередающих устройств; зав кафедрой; д.т.н.; профессор.

Алшимаисаве Ихан Абдлкarem – Инженерно-технический колледж; Технический университет Аль-Фурат Аль-Аусат; e-mail: ihsan.abdulkarem@gmail.com; Наджаф, Ирак; тел.: +79957566781; кафедра инженерии коммуникационных технологий; студент.

Yukhanov Yury Vladimirovich – Southern Federal University; e-mail: yu_yukhanov@mail.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634371733; the department of antennas & radio transmitters; head of department; dr. of eng. sc., professor.

Alshimaysawe Ihsan Abdlkarem – Engineering Technical College; Al-Furat Al-Awsat Technical University; e-mail: ihsan.abdulkarem@gmail.com; Najaf, Iraq; phone: +79957566781; the department of communication technology engineering; student.

УДК 62-93

DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-212-222

А.В. Логунов, А.Л. Береснев

ИССЛЕДОВАНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ, ИЗЛУЧАЕМЫХ АВТОМОБИЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ

Работа посвящена проблеме диагностирования автомобильных двигателей внутреннего сгорания. Проблема контроля состояния двигателей внутреннего сгорания сейчас наиболее актуально из-за увеличения числа автомобилей и ужесточения экологических требований. В работе рассмотрены последствия работы неисправного двигателя внутреннего сгорания. Целью работы является разработка такого метода, который способен помочь наиболее точно и быстро обнаружить неисправность. С появлением современных технологий давно известный метод оценки состояния двигателей внутреннего сгорания по звуку может стать самым передовым, поскольку исключается человеческий фактор, для обработки сигнала применяется вычислительная техника анализ звукового спектра, в которой осуществляется с помощью искусственных нейронных сетей. Применение искусственных нейронных сетей для анализа звукового спектра нашло применение в распознавание речи и для диагностики заболеваний дыхательной системы. В статье рассмотрены механизмы, которые способны генерировать звуковые сигналы во время работы двигателя

внутреннего сгорания, некоторые из них фазированы т.е. привязаны к рабочим тактам, некоторые не фазированы. Предложенный метод диагностики позволяет выделить «полезные» звуки из общего числа шумов двигателя, после сравнительного анализа указать на узел звук, которого отличается от эталонного, исправного. Научная новизна состоит в том, что процесс диагностики становится автоматизированным, все звуки, снятые датчиками, обрабатывается в ЭВМ или специальном сканере, на дисплей выводится информация о состоянии тех или иных узлов, в отличие от традиционных методов, где диагностика осуществляется визуально или на слух. Таким образом повышается точность диагностики и снижается общая трудоемкость за счет исключения частичной или полной разборки двигателя.

Двигатель внутреннего сгорания; диагностика; звук; вибромониторинг; искусственная нейронная сеть.

A.V. Logunov, A.L. Beresnev

VIBRATION MONITORING OF INTERNAL COMBUSTION ENGINE

The work is devoted to the problem of diagnosing automobile internal combustion engines. The problem of controlling the condition of internal combustion engines is now the most relevant because of the increasing number of cars and tightening of environmental requirements. The paper considers the consequences of a faulty internal combustion engine. The aim of the work is to develop a method that can help to detect the fault most accurately and quickly. With the advent of modern technologies the long known method of internal combustion engines condition estimation by the sound can become the most advanced, as the human factor is excluded, for signal processing the computer techniques of the sound spectrum analysis which is carried out by means of artificial neural networks are applied. The application of artificial neural networks for analyzing the sound spectrum has found application in speech recognition and for diagnosing respiratory diseases. In the article the mechanisms which are capable to generate sound signals during internal combustion engine work are considered, some of them are phased i.e. are connected to working strokes, some of them are not phased. The proposed method of diagnostics allows selecting "useful" sounds from the total number of engine noises and, after a comparative analysis, pointing to a node whose sound differs from the reference, serviceable one. Scientific novelty lies in the fact that the diagnostic process becomes automated, all the sounds recorded by sensors are processed in a computer or a special scanner, the display shows information about the condition of certain nodes, in contrast to traditional methods where the diagnosis is carried out visually or by ear. This increases diagnostic accuracy and reduces overall labor intensity by eliminating partial or complete engine disassembly.

Internal combustion engine; diagnostics; sound; vibromonitoring; artificial neural network.

Введение. Диагностика технического состояния двигателей внутреннего сгорания (ДВС) в процессе эксплуатации обеспечивает, с одной стороны, надежность и безотказность работы за счет своевременного технического обслуживания и ремонта и, с другой стороны, обеспечивает полную реализацию ресурса узлов ДВС, что способствует снижению затрат, повышению экономических и экологических показателей ДВС.

Неисправный ДВС является повышенным источником вредных веществ – химических соединений, содержащихся в отработавших газах (ОГ), загрязняющих окружающую среду и оказывающих неблагоприятное воздействие на здоровье человека (и живые организмы). В ОГ двигателей внутреннего сгорания содержится большое число химических соединений (более 250), опасных для здоровья человека [1]. При неправильной работе ДВС выбросы вредных веществ существенно увеличиваются, именно поэтому необходима своевременная диагностика.

Интенсивный рост парка автотранспортных средств предопределяет рост значимости проблемы шумового загрязнения среды обитания человека. Одним из наиболее активных источников шума автомобиля является ДВС [2].

Под шумом ДВС понимается акустическое излучение, производимое им при работе. Шум двигателя измеряют величиной уровня и спектром. Это характеристики шума ДВС в точке пространства. Двигатель как источник акустического излучения характеризуют значением излучаемой акустической мощности, ее спектром и диаграммой направленности излучения. Чрезмерный шум может явиться причиной нервного истощения, вегетативного невроза, психической угнетенности, язвенной болезни, расстройства эндокринной и сердечно-сосудистой систем [3]. Шум неисправного ДВС, соответственно, более негативно сказывается на здоровье, поэтому это еще одна причина из-за которой эксплуатация автомобиля с неисправностями должна быть прекращена, выполнена правильная диагностика и ремонт.

Один из перспективных методов диагностики – это виброакустический метод диагностики ДВС. Суть данного метода заключается в регистрации звуковых волн вибродатчиком, а также съем показаний с датчика давления в цилиндре и с датчика на свече первого цилиндра, использующегося для синхронизации сигнала вибродатчика. Затем частотный спектр записанного звукового сигнала разбивается на интервалы, число которых при первой итерации цикла поиска неисправности полагается равным трем. После этого происходит выбор очередного интервала сигнала и разложение его в ряд Фурье. На основании данных с датчика детонации определяется, фазирован сигнал или нет.

При этом в зависимости от типа для фазированного сигнала выполняются процедуры: определение фазы всплеска, прогноз источника сигнала и вейвлет-преобразование, а для нефазированного — вейвлет-преобразование, определение точки излучения максимального уровня сигнала и поиск сходства с образцами сигналов в базе данных. С помощью метода виброакустического анализа при диагностике ДВС могут быть определены следующие параметры: пропуски воспламенения; угловое положение коленчатого вала (КВ) и неисправности в основных парах сопряжения ДВС. Кроме того, при данном подходе для определения большинства дефектов нет необходимости выбора промежутков для разбиения реализаций на отдельные короткие участки равной длины [8].

Современный ДВС – сложное техническое устройство, содержащие ряд агрегатов и механизмов. Все эти механизмы являются источниками шумов, стуков, появляющихся из-за процессов, происходящих в ДВС. Уровень шума двигателя возрастает по мере износа его деталей, из-за выхода из строя деталей или неисправности отдельных механизмов и систем. В основном, стуки и шумы являются следствием ослабления креплений и посадок, увеличения зазоров в сопряжении деталей. Выделим наиболее важные группы механизмов ДВС, которые при выходе из строя начинают издавать нехарактерные для нормальной работы звуки, неисправность которых, возможно определить только с помощью частичной или полной разборкой: цилиндро-поршневая группа (ЦПГ), газораспределительный механизм (ГРМ), подшипники.

В состав ЦПГ входят поршень с компрессионными и маслосъемными кольцами, которые называются поршневыми кольцами, а также гильза цилиндра. Неисправности в ЦПГ приводят к увеличенному расходу масла, что негативно сказывается на экологии.

Четырехтактные автомобильные двигатели имеют клапанные ГРМ, в которых впуск горючей смеси (воздуха) и выпуск отработавших газов происходит при помощи впускных и выпускных клапанов [9]. Основными элементами газораспределительного механизма являются распределительный вал, впускные и выпускные клапаны с пружинами, крепежными деталями и направляющими втулками, привод распределительного вала, а также детали (толкатели, штанги, коромысла и др.), обеспечивающие передачу перемещения от распределительного вала к клапанам.

Стук в ГРМ возникает по следующим причинам:

- ◆ стук клапанов седел толкателей;
- ◆ стук направляющих втулок клапанов и стебля клапана;
- ◆ стук толкателя в направляющей;
- ◆ стук регулировочной шайбы в толкателе;
- ◆ стук распределительного вала по рокерам.

Так же стоит выделить еще одну причину стука – растянутая цепь в приводе ГРМ. Все эти неисправности приводят к неполному сгоранию топлива, что очень сильно влияет на экологию, к этому добавляется потеря динамики автомобиля. Определить вышедшие из строя узлы ГРМ сложно, диагностика сопровождается частичной разборкой ДВС.

Еще одними источниками постороннего звука в ДВС являются подшипники качения, эти звуки не связаны с рабочими тактами ДВС, неисправность можно обнаружить только по звуку либо при визуальном осмотре.

Постановка задачи. Описанные выше неисправности ДВС возможно обнаружить с помощью акустического анализа [10–14]. Для решения поставленной задачи необходимо разработать метод регистрации акустических сигналов, излучаемых узлами и агрегатами, и алгоритм, позволяющий производить диагностирование двигателя внутреннего сгорания безразборным методом. Рассмотреть методы обработки полученного сигнала.

Акустический метод оценки технического состояния двигателя основан на регистрации амплитуд колебательных процессов, возникающих при работе механизмов двигателя.

Описание разработки. На поверхности ДВС закрепляется датчики детонации (рис. 1), которые подсоединяются к микрофонному входу звуковой карты компьютера. Принцип действия датчика основан на пьезоэффекте. При возникновении детонации происходит вибрация двигателя, приводящая к сжатию пьезоэлектрической пластины датчика, в результате чего на её концах возникает разность потенциалов. Обоснованность выбора данного типа датчика заключается в том, что он специально предназначен для работы в тяжелых условиях, способен выдерживать высокие температуры и попадание влаги, а также опытным путем было выяснено что он способен отсекал посторонние шумы в отличие от обычного микрофона.

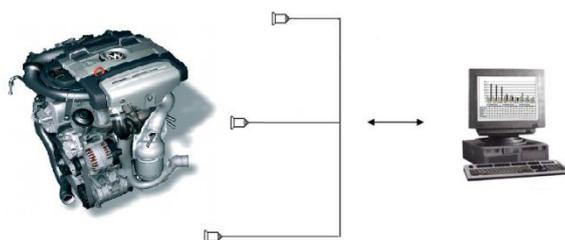


Рис. 1. Схематичное представление диагностики ДВС с помощью акустического анализа

Далее звук с работающего двигателя записывается в память. Сохраненные в памяти компьютера данные, можно обрабатывать с помощью программного цифрового фильтра. Цифровой параметрический фильтр имеет все необходимые регулировки – выбор частоты пропускания, регулировки полосы пропускания и добротности. Таким образом, можно выделить именно интересующий звук, отсекая все фоновые шумы [15]. Для анализа полученного звукового спектра возможно

использовать нейронную сеть [16]. Сейчас использование искусственных нейронных сетей становится актуальным решением для многих задач, т.к. существующие методы вычисления слишком трудоемки и малоэффективны. Одним из достоинств нейронных сетей является то, что становится возможным определить результат значений, которые не являются частью экспериментальных данных. Типовые задачи, решаемые с помощью нейронных сетей и нейрокомпьютеров: автоматизация процесса классификации; автоматизация прогнозирования; автоматизация процесса предсказания; автоматизация процесса принятия решений; управление; кодирование и декодирование информации; аппроксимация зависимостей и др. [17].

Описание эксперимента. Для определения неисправности необходимо придерживаться следующего алгоритма:

- ◆ Необходимо записать звук;
- ◆ Следующим этапом будет преобразование полученного сигнала в спектрограммы, это преобразование необходимо для извлечения признаков;
- ◆ Далее извлекаем признаки из спектрограммы: спектральный центроид, MFCC, частоту пересечения нуля, частоты цветности и спад спектра.
- ◆ Обрабатываем и разбиваем данные на наборы для обучения и тестирования;
- ◆ Далее создаем модель нейронной сети, которая поможет идентифицировать неисправность;
- ◆ Оцениваем точность модели;

Определение стука клапана головки блока цилиндров. Эксперимент выполнен над двигателем внутреннего сгорания автомобиля ВАЗ 2111. Для сравнения полученных данных и чистоты эксперимента выполнена запись звука на исправной головке блока цилиндров (ГБЦ) и отрегулированных всех клапанах, а также при неверно выставленном зазоре клапана. Для имитации неисправности на впускном клапане второго цилиндра устанавливается регулировочная шайба меньшей толщины (разница 0,6 мм).

В эксперименте использовались: диагностический комплекс "MotoDocII"; датчик первого цилиндра; датчик вторичного напряжения; датчик давления без искры; осциллографические щупы; устройство записи стандартный датчик детонации; датчик индикации работы двигателя; программное обеспечение (редактор цифрового звука, программа анализа сигнала, Google Colab сервис, Visual Studio Code).

Датчик первого цилиндра подключается к высоковольтному проводу первого цилиндра. По нему осуществляется синхронизация. Для подключения датчика давления необходимо выкрутить свечу, вместо свечи к высоковольтному проводу подключить разрядник и вкрутить датчик давления в цилиндр, используя подходящий переходник из комплекта поставки. Разрядник подключить "крокодил" на массу двигателя. Устанавливаем записывающее устройство в подкапотной области автомобиля. Осциллографические щупы подключаем к выходу датчика детонации. Диагностический комплекс и записывающее устройство переводим в режим "Запись".

Воспользовавшись диагностическим комплексом "MotoDocII" мы получили график давления во втором цилиндре, представленный на рис. 2.

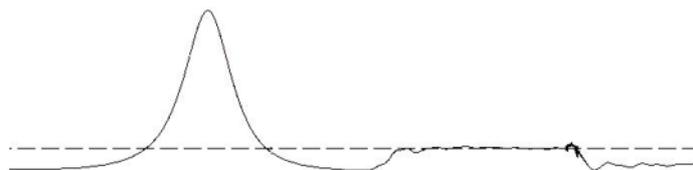


Рис. 2. График давления во втором цилиндре

Данный график необходим для того, чтобы осуществить разметку фаз газораспределения.

Нам известно, что пик максимального давления приходится на момент верхней мертвой точки. Открытие выпускного клапана осуществляется примерно через 115 градусов, а закрытие через 375 градусов после ВМТ. Период работы впускного клапана примерно 340-600 градусов после ВМТ.

Записав одновременно сигналы с датчика давления и датчика детонации, получили график, изображенный на рис. 3.

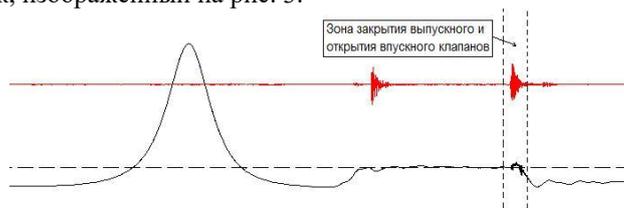


Рис. 3. Графики одновременной записи сигнала с датчика давления и датчика детонации

Из графиков видно, что всплеск появляется в фазе выпуска, когда на поршень нагрузки нет, следовательно, это не может быть стуком поршня. Отсюда делаем вывод, что это звук открывания выпускного клапана, что является истиной т.к. для регулировки этого клапана установлена шайба меньшей толщины.

Экспериментальная обработка аудиосигнала выполняется с помощью высокоуровневого языка программирования общего назначения Python. Для эксперимента получены 2 аудиосигнала (1 – стучащий клапан, 2 – нормально работающей ГБЦ), все дорожки – это монофонические аудиофайлы 22 кГц, длительностью по 10 секунд в формате .wav.

Каждый аудиосигнал состоит из множества признаков. Спектральные (частотные) признаки получаются путем преобразования временного сигнала в частотную область с помощью преобразования Фурье. Анализ научных публикаций, в которых отражены результаты исследований голоса и звучащей речи, а также существующих систем распознавания звуков и музыки, помог определить ряд важных признаков аудиосигнала, которые позволят решить нашу задачу [18–20].

Для работы с нейронными сетями используется бесплатный сервис Google Colab, предоставляющий GPU и TPU в качестве сред выполнения.

В первую очередь нужно преобразовать аудиофайлы в изображения формата PNG (спектрограммы). Затем из них нужно извлечь значимые характеристики: MFCC, спектральный центроид, скорость пересечения нуля, частоты цветности, спад спектра. После извлечения, признаки можно добавить в файл CSV, который используется нейронной сетью для классификации [21–24]. Подробно рассмотрим один из признаков – скорость пересечения нуля. Для визуального представления построим график записанного аудиосигнала.

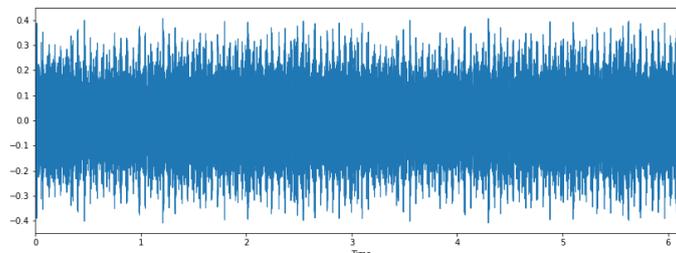


Рис. 4. График аудиосигнала

Увеличим масштаб графика и выделим участок, на котором проявляется всплеск.

```
n0 = 9000
n1 = 9100
plt.figure(figsize=(14, 5))
plt.plot(x[n0:n1])
plt.grid()
```

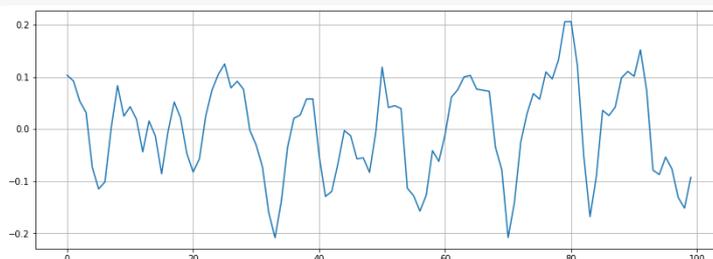


Рис. 5. Выделенный участок сигнал, на котором проявляется всплеск

Из графика можно выделить один из признаков, скорость пересечения нуля, по которому нейросеть сможет выделить звук разрегулированного клапана в данном случае скорость равна 19. Для сравнения на полностью исправной ГБЦ это значение равно 35.

Подтвердим достоверность расчета:

```
zero_crossings = librosa.zero_crossings(x[n0:n1], pad=False)
print(sum(zero_crossings))
```

```
#19 ←
```

Рис. 6. Результат вычислений

Аналогичным образом можно вычислить остальные признаки.

Перейдем к сервису Google Colab, для работы с нейросетью и вычислению всех признаков. Преобразуем полученный аудиофайл в спектрограмму.

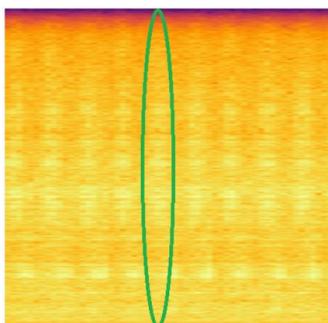


Рис. 7. Спектрограмма записанного аудиосигнала

На рисунке можно увидеть характерные, повторяющиеся светлые участки, которые появились по причине стучащего клапана. Извлекаем признаки из спектрограммы: MFCC, спектральный центроид, частоту пересечения нуля, частоты цветности и спад спектра.

```

file = open('dataset.csv', 'w', newline='')
with file:
    writer = csv.writer(file)
    writer.writerow(header)
test = 'badsound goodsound'.split()
for g in test:
    for filename in os.listdir(f'./drive/My Drive/test/{g}'):
        songname = f'./drive/My Drive/test/{g}/{filename}'
        y, sr = librosa.load(songname, mono=True, duration=30)
        rmse = librosa.feature.rms(y=y)
        chroma_stft = librosa.feature.chroma_stft(y=y, sr=sr)
        spec_cent = librosa.feature.spectral_centroid(y=y, sr=sr)
        spec_bw = librosa.feature.spectral_bandwidth(y=y, sr=sr)
        rolloff = librosa.feature.spectral_rolloff(y=y, sr=sr)
        zcr = librosa.feature.zero_crossing_rate(y)
        mfcc = librosa.feature.mfcc(y=y, sr=sr)
        to_append = f'{filename} {np.mean(chroma_stft)} {np.mean(rmse)} {np.mean(spec_cent)} {np.mean(spec_bw)} {np.mean(rolloff)} {np.mean(zcr)}'
        for e in mfcc:
            to_append += f' {np.mean(e)}'
        to_append += f' {g}'
file = open('dataset.csv', 'a', newline='')
with file:
    writer = csv.writer(file)
    writer.writerow(to_append.split())

```

Рис. 8. Окно программы Google Colab (извлечение признаков)

Выполняем предварительную обработку данных, которая включает загрузку данных CSV, создание меток, масштабирование признаков и разбику данных на наборы для обучения и тестирования.

В табл. 1 представлены разбитые на наборы данные для обучения и тестирования, а также результат моделирования работы нейронной сети.

Таблица 1

filename	chroma stft	rmse	spectral centroid	rolloff	zero crossing rate	mfcc	label
defective_valve.wav	0.55	0.067	4007.72	6748.41	0.3	75.12	badsound

Создаем модель нейронной сети и оценим ее точность:

```

[8] model.summary()
Model: "sequential"
-----
Layer (type)                Output Shape              Param #
-----
dense (Dense)                (None, 256)               6912
dense_1 (Dense)              (None, 128)              32896
dense_2 (Dense)              (None, 64)               8256
dense_3 (Dense)              (None, 10)               650
-----
Total params: 48,714
Trainable params: 48,714
Non-trainable params: 0
-----
1/1 [=====] - 0s 10ms/step - loss: 2.0266e-06 - accuracy: 1.0000
Epoch 100/100
1/1 [=====] - 0s 17ms/step - loss: 2.0266e-06 - accuracy: 1.0000

```

Рис. 9. Окно программы Google Colab (оценка точности)

После 100 эпох точность составляет 1, этот показатель говорит о том, что на данном этапе нейросеть способна с высокой долей вероятности выделить звук стучащего клапана.

Выводы. В работе рассмотрены проблемы влияния работы неисправного ДВС на человека и окружающую среду, представлены существующие методы поиска неисправностей. Проблема актуальна поскольку до сих пор нет точного и безотказного метода определения механических поломок ДВС. Представленный в эксперименте метод позволит классифицировать различные аудиосигналы ДВС и

выделять среди общего количества звук неисправного узла. Также для широкого практического применения необходимо создать целую базу аудиосигналов для обучения нейронной сети, поскольку в данный момент количество экспериментальных образцов недостаточно для точной оценки.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Шароглазов Б.А., Фарафонов М.Ф., Клементьев В.В. Двигатели внутреннего сгорания: теория, моделирование и расчёт процессов // Теория рабочих процессов и моделирование процессов в двигателях внутреннего сгорания. – 2005.
2. Шатров М.Г. Шум автомобильных двигателей внутреннего сгорания: учеб. пособие. – М.: МАДИ, 2014.
3. Дрябжинский О.Е. Негативное воздействие автотранспорта. Проблема шумового загрязнения // Современные тенденции развития науки и технологий. – 2015. – № 8-4. – С. 91-94.
4. Чернявский Н.И. Лабораторный практикум по междисциплинарному курсу «Техническое обслуживание и ремонт автомобильного электрооборудования». – Тольятти: Изд-во ПВГУС, 2016. – 72 с.
5. Береснев А.Л., Береснев М.А. Практикум по лабораторным работам «Диагностика ДВС с помощью газоанализатора». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2011.
6. Береснев А.Л., Береснев М.А., Бурьков Д.В. Практикум по лабораторным работам «Диагностика электрооборудования ДВС с помощью мотортестера». Для студентов специальности 140607. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008.
7. <http://www.adis-spb.ru/stati/417-o-motor-testerah.html> (дата обращения 25.05.2020).
8. Береснев А.Л., Береснев М.А. Виброакустический метод диагностики двигателя внутреннего сгорания // Теоретический и прикладной научно-технический журнал мехатроника, автоматизация, управление. – 2010. – № 6 (111). – С. 27-32.
9. Соловьев Д.В., Огороднов С.М. Газораспределительный механизм двигателя. – Н. Новгород, 2011.
10. Czech P., Lazarz B., Madej H., Wojnar G. Vibration diagnosis of car motor engines // Acta technica corviniensis – bulletin of engineering. – 2010.
11. Scheffer C., Girdhar P. Practical machinery vibration analysis and predictive maintenance. – Newnes, 2004.
12. Patel V.N., Tandon N., Pandey R.K. Hindawi publishing corporation advances in acoustics and vibration // Experimental study for vibration behaviors of locally defective deep groove ball bearings under dynamic radial load. – 2014.
13. Burdzik R., Doleček R. Research of vibration distribution in vehicle constructive // Perner's contacts. – 2012. – P. 16-26.
14. Wang, X. Vehicle noise and vibration refinement, woodhead publishing limited. – Cambridge, 2010.
15. Deulgaonkar V.R. Review and Diagnostics of noise and vibrations in automobiles // International journal of modern engineering research (IJMER). – Vol. 1, No. 2. – P. 242-246.
16. Жеретинцев И.А., Глушков С.В., Жеретинцева Н.Н. Нейросетевая методика технической диагностики двигателей внутреннего сгорания по спектральному анализу шумовых характеристик // Вестник морского государственного университета. – 2010. – № 37.
17. Patrick Sincebaugh, William Green. A neural network based diagnostic test system for armored vehicle shock absorbers expert systems with applications. – 1996. – Vol. 11 No. 2. – P. 237-244.
18. Круг П.Г. Нейронные сети и нейрокомпьютеры: учеб. пособие по курсу «Микропроцессоры». – М.: Изд-во МЭИ, 2002.
19. Бураков М.В. Нейронные сети и нейроконтроллеры: учеб. пособие. – СПб.: ГУАП, 2013.
20. Гафаров Ф.М. Искусственные нейронные сети и приложения: учеб. пособие. – Казань: Изд-во Казан. ун-та, 2018.
21. Логунов А.В., Береснев А.Л. Виброакустическая диагностика транспортных средств // Проблемы современной системотехники сборник научных статей. – 2020. – Вып. XIV. – С. 118.

22. Логунов А.В., Береснев А.Л. Возможности виброакустического исследования и диагностики подвески транспортных средств // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 1 (218). – С. 165-174.
23. Логунов А.В., Береснев А.Л. Вибромониторинг двигателя внутреннего сгорания // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 6 (223). – С. 160-170.
24. Вакуленко С.А., Жихарева А.А. Практический курс по нейронным сетям. – СПб.: Университет ИТМО, 2018.

REFERENCES

1. Sharoglazov B.A., Farafontov M.F., Klement'ev V.V. Dvigateli vnutrennego sgoraniya: teoriya, modelirovanie i raschet protsessov [Internal Combustion Engines: Theory, Modelling and Calculation of Processes], *Teoriya rabochikh protsessov i modelirovanie protsessov v dvigatelyakh vnutrennego sgoraniya* [Theory of Working Processes and Modelling of Processes in Internal Combustion Engines], 2005.
2. Shatrov M.G. Shum avtomobil'nykh dvigateley vnutrennego sgoraniya: ucheb. posobie [Noise of automobile internal combustion engines: textbook]. M.: MADI, 2014.
3. Dryabzhinskiy O.E. Negativnoe vozdeystvie avtotransporta. Problema shumovogo zagryazneniya [Negative impact of motor transport. The problem of noise pollution], *Sovremennye tendentsii razvitiya nauki i tekhnologii* [Modern trends in science and technology], 2015, No. 8-4, pp. 91-94.
4. Chernyavskiy N.I. Laboratornyy praktikum po mezhdistsiplinarnomu kursu «Tekhnicheskoe obsluzhivanie i remont avtomobil'nogo elektrooborudovaniya» [Laboratory practical work on the interdisciplinary course "Maintenance and repair of automotive electrical equipment"]. Tol'yatti: Izd-vo PVGUS, 2016, 72 p.
5. Beresnev A.L., Beresnev M.A. Praktikum po laboratornym rabotam «Diagnostika DVS s pomoshch'yu gazoanalizatora» [Workshop on laboratory work "Diagnosis of ICE with a gas analyzer"]. Taganrog: Izd-vo TTI YuFU, 2011.
6. Beresnev A.L., Beresnev M.A., Bur'kov D.V. Praktikum po laboratornym rabotam «Diagnostika elektrooborudovaniya DVS s pomoshch'yu motortestera». Dlya studentov spetsial'nosti 140607 [Workshop on laboratory work "Diagnosis of electrical equipment ICE with a motor tester". For students in the specialty 140607]. Taganrog: Izd-vo TTI YuFU, 2008.
7. Available at: <http://www.adis-spb.ru/stati/417-o-motor-testerah.html> (accessed 25 May 2020).
8. Bepesnev A.L., Bepesnev M.A. Vibroakusticheskiy metod diagnostiki dvigatelya vnutrennego sgoraniya [Vibroacoustic method of internal combustion engine diagnostics], *Teoreticheskiy i prikladnoy nauchno-tekhnicheskyy zhurnal mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie* [Theoretical and applied scientific and technical journal of mechatronics, automation, control], 2010, No. 6 (111), pp. 27-32.
9. Solov'ev D.V., Ogorodnov S.M. Gazoraspredelitel'nyy mekhanizm dvigatelya [Gas distribution mechanism of an engine]. Nizhniy Novgorod, 2011.
10. Czech P., Lazarz B., Madej H., Wojnar G. Vibration diagnosis of car motor engines, *Acta technica corviniensis – bulletin of engineering*, 2010.
11. Scheffer C., Girdhar P. Practical machinery vibration analysis and predictive maintenance. Newnes, 2004.
12. Patel V.N., Tandon N., Pandey R.K. Hindawi publishing corporation advances in acoustics and vibration, *Experimental study for vibration behaviors of locally defective deep groove ball bearings under dynamic radial load*, 2014.
13. Burdzik R., Doleček R. Research of vibration distribution in vehicle constructive, *Perner's contacts*, 2012, pp. 16-26.
14. Wang, X. Vehicle noise and vibration refinement, woodhead publishing limited. Cambridge, 2010.
15. Deulgaonkar V.R. Review and Diagnostics of noise and vibrations in automobiles, *International journal of modern engineering research (IJMER)*, Vol. 1, No. 2, pp. 242-246.
16. Zherintsev I.A., Glushkov S.V., Zherintseva N.N. Neyrosetevaya metodika tekhnicheskoy diagnostiki dvigateley vnutrennego sgoraniya po spektral'nomu analizu shumovykh kharakteristik [Neural network methodology of technical diagnostics of internal combustion engines by spectral analysis of noise characteristics], *Vestnik morskogo gosudarstvennogo universiteta* [Vestnik (Herald) of Maritime State University], 2010, No. 37.

17. Patrick Sincebaugh, William Green. A neural network based diagnostic test system for armored vehicle shock absorbers expert systems with applications, 1996, Vol. 11 No. 2, pp. 237-244.
18. Krug P.G. Neyronnye seti i neyrokomp'yutery: ucheb. posobie po kursu «Mikroprotssory» [Neural networks and neurocomputers: a textbook on the course "Microprocessors"]. Moscow: Izd-vo MEI, 2002.
19. Burakov M.V. Neyronnye seti i neyrokontrollery: ucheb. posobie [Neural networks and neurocontrollers: textbook]. St. Petersburg: GUAP, 2013.
20. Gafarov F.M. Iskusstvennye neyronnye seti i prilozheniya: ucheb. posobie [Artificial neural networks and applications: textbook]. Kazan': Izd-vo Kazan. un-ta, 2018.
21. Logunov A.V., Beresnev A.L. Vibroakusticheskaya diagnostika transportnykh sredstv [Vibroacoustic diagnostics of vehicles], *Problemy sovremennoy sistemotekhniki sbornik nauchnykh statey* [Problems of modern system engineering collection of scientific papers], 2020, Issue XIV, pp. 118.
22. Logunov A.V., Beresnev A.L. Vozmozhnosti vibroakusticheskogo issledovaniya i diagnostiki podveski transportnykh sredstv [Possibilities of vibroacoustic study and diagnostics of vehicles suspension], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2021, No. 1 (218), pp. 165-174.
23. Logunov A.V., Beresnev A.L. Vibromonitoring dvigatelya vnutrennego sgoraniya [Vibromonitoring of internal combustion engine], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2021, No. 6 (223), pp. 160-170.
24. Vakulenko S.A., Zhikhareva A.A. Prakticheskiy kurs po neyronnym setyam [Practical course on neural networks]. St. Petersburg Universitet ITMO, 2018.

Статью рекомендовал к опубликованию к.т.н. А.Ю. Будко.

Логунов Артём Владимирович – Южный федеральный университет; e-mail: artem-logunov@yandex.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +79054586468, аспирант,

Береснев Алексей Леонидович – e-mail: alex_tr6@mail.ru; кафедра электротехники и механики; к.т.н.; доцент.

Logunov Artem Vladimirovich – Southern Federal University; e-mail: artem-logunov@yandex.ru; Taganrog, Russia; phone: +79054586468; postgraduate.

Beresnev Alexey Leonidovich – e-mail: alex_tr6@mail.ru; the departments of electrical engineering and mechatronics; cand. of eng. sc.; associate professor

УДК 621.371

DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-222-234

В.П. Можайцев, Д.В. Семенихина

ВОЗДЕЙСТВИЕ ПОРТАТИВНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ НА БОРТОВОЕ ОБОРУДОВАНИЕ ВОЗДУШНОГО СУДНА

Статья посвящена актуальной проблеме анализа рисков, возникающих при эксплуатации воздушных судов в случаях нахождения на борту самолета портативных электронных устройств, и выбору методов проверки устойчивости бортового оборудования к воздействию таких устройств. В статье рассмотрены все возможные пути распространения паразитных и преднамеренных излучений от портативных электронных устройств к бортовым радиоэлектронным системам и проанализированы два основных аспекта воздействия портативных электронных устройств на бортовое оборудование воздушного судна. Первый аспект определяет самолетную систему и рекомендации по квалификации оборудования, подверженного радиоизлучению, которые обеспечивают устойчивость к радиоизлучению от намеренно передающих переносных электронных устройств. Обычно это трактуется, как защита от воздействия портативных электронных устройств «через заднюю дверь». Вторым аспектом определяются приемлемые помехи, вызывающие потери в полосе пропускания между самолетными радиоприемниками и переносными электронными устройствами с паразитным радиоизлучением.

Это принято называть защитой от воздействия переносных устройств «через переднюю дверь». На основе анализа основных рисков, связанных с помехами, создаваемыми портативными радиоэлектронными устройствами самолетным системам, определены системы самолета, для которых должна быть выполнена демонстрация соответствия стойкости к воздействию портативных электронных устройств. Для демонстрации соответствия стойкости самолетного оборудования к воздействию «через переднюю дверь» необходимо оценить уровни возможных помех, создаваемых портативными электронными устройствами в полосе приема самолетного оборудования. Демонстрация соответствия самолетного оборудования к воздействию «через заднюю дверь» аналогична демонстрации стойкости к воздействию высокоинтенсивным электромагнитным полям и косвенным ударам молнии. Необходимо выполнить одним из двух предлагаемых методов для установления их восприимчивости к радиоизлучению и контрольные уровни восприимчивости систем самолета к радиоизлучению. Первый метод связан с доставкой оборудования на стенд испытаний по радиочастотному излучению, второй метод – с выполнением испытания систем, которые установлены на применимом самолете. Выработаны рекомендации по выбору методов для верификации устойчивости систем самолета к воздействию портативных устройств. Проанализированные аспекты воздействия помогут определить объем и методики проведения испытаний для снятия ограничений использования портативных электронных устройств на борту воздушного судна.

Портативные электронные устройства; высокоинтенсивные электромагнитные поля.

V.P. Mozhaytsev, D.V. Semenikhina

IMPACT OF PORTABLE ELECTRONIC DEVICES ON AIRCRAFT AVIONICS

The article is devoted to the topical problem of analyzing the risks that arise during the operation of aircraft in cases where portable electronic devices are on board the aircraft, and the choice of methods for checking the resistance of onboard equipment to the effects of such devices. The article considers all possible ways of propagation of spurious and intentional emissions from portable electronic devices to avionics systems and analyzes two main aspects of the impact of portable electronic devices on aircraft avionics. The first aspect defines the aircraft system and qualification guidelines for radio-exposed equipment that provide immunity to radio emissions from intentionally transmitting portable electronic devices. This is usually interpreted as protection against the impact of portable electronic devices "through the back door." The second aspect defines acceptable interference that causes bandwidth loss between aircraft radios and spurious portable electronic devices. This is commonly referred to as "front door" protection against portable electronic devices. Based on an analysis of the main risks associated with interference from demonstration of compliance with the resistance to the effects of portable electronic devices must be performed. In order to demonstrate the suitability of the front door immunity of aircraft equipment, it is necessary to assess the levels of possible interference from portable electronic devices in the reception band of aircraft equipment. Demonstrating the compliance of aircraft equipment for "through the back door" exposure is similar to demonstrating resistance to high-intensity electromagnetic fields and indirect lightning strikes. It is necessary to perform one of the two proposed methods to establish their susceptibility to radio emission and control levels of the susceptibility of aircraft systems to radio emission. The first method is related to the delivery of equipment to the test bench for RF emissions, the second method is to test the systems that are installed on the applicable aircraft. Recommendations have been developed on the choice of methods for verifying the resistance of aircraft systems to the impact of portable devices. The impact aspects analyzed will help determine the scope and methodology for conducting tests to remove restrictions on the use of portable electronic devices on board aircraft.

Portable electronic devices; high-intensity radiated fields.

Введение. Эксплуатантов воздушных судов, изготовителей самолетов и представителей регулятивных органов с конца 1950-х стал беспокоить вопрос о возможном воздействии на электрические и электронные самолетные системы переносных электронных устройств, которые приносят пассажиры и члены экипажа на борт са-

молета. Специальный Комитет 88 RTCA был одним из первых, который опубликовал свои исследования и рекомендации в документе RTCA DO-119 в 1963 году [1]. После этого последовали другие нормативные документы: рекомендации специального Комитета 202 RTCA – RTCA DO-294B [2], специального Комитета 156 RTCA – RTCA DO-199 [3], специального Комитета 177 – RTCA DO-233 [4].

Одной из постоянных рекомендаций в данных отчетах является рекомендация о том, что переносные электронные устройства не должны использоваться на борту самолета во время критических этапов полета. Однако исследования показывают, что пассажиры и члены экипажа продолжают использовать переносные электронные устройства, намеренно либо случайно, даже во время взлета и посадки [5, 6].

Портативные (переносные) электронные устройства, которые могут принести пассажиры и члены экипажа на борт самолета, повсеместно распространены. Эти переносные электронные устройства становятся все меньше, обладают более мощными вычислительными возможностями и содержат многие свойства и функции. Например, на данный момент ноутбуки обладают тактовой частотой в несколько гигагерц и оснащены многочисленными беспроводными РЧ-приёмопередатчиками. Другой пример, мобильные телефоны могут работать в многочисленных диапазонах, с большим количеством протоколов связи и обладают различными опциями, такими как gps, планировщик задач, календарь и камеры. Многие пользователи портативных электронных устройств не подозревают, что их устройства работают, или что их встроенные радиопередатчики активны.

Все портативные электронные устройства (PED) имеют неопределённый уровень непреднамеренного радиоизлучения или паразитные нежелательные сигналы. Эти ложные радиоизлучения образуются в результате внутренней работы электрооборудования. К тому же многие портативные электронные устройства намеренно передают энергию в радиочастотном диапазоне, так как используют сигналы для передачи сообщения или данных. Если устройство PED соединяется по проводам с самолетным источником питания или сетью данных самолета, то подсоединённое устройство также производит паразитные радиочастотные излучения, которые могут распространяться по цепям питания и линиям связи самолета. На практике, для устройств PED, которые напрямую подключаются к электропитанию самолета или систему данных через провода, на интерфейс провода распространяются требования по проектированию и сертификации, учитывающие кондуктивные паразитные излучения. Таким образом, аспект излучений устройств PED через цепи питания и линии связи не рассматривается в данном проекте.

Любые рекомендации по проектированию и сертификации самолета должны учитывать воздействия, как преднамеренно передающих портативных электронных устройств (T-PED), так и непреднамеренных радиочастотных излучений от всех устройств PED.

Существует четыре условия, при которых возможно воздействие портативных электронных устройств на электрические и электронные системы самолета. Все четыре условия должны выполняться для воздействия на самолетные системы:

- ◆ портативное электронное устройство должно производить радиочастотные излучения, когда самолетная система может быть восприимчива к излучению;
- ◆ самолетная система должна быть чувствительна к излучениям портативных электронных устройств на определенных частотах излучения;
- ◆ излучения портативного электронного устройства должны иметь радиочастотное излучение с достаточным уровнем поля преодоления надлежащего уровня восприимчивости при замере на необходимой точке;

◆ должна быть полоса пропускания для излучения или проводимости на потенциально восприимчивую самолетную систему.

Другие детали определяют возможные воздействия устройств, чье излучение может быть оказано на электрические и электронные системы, и последствия этих воздействий. Эти детали включают в себя характеристики модуляции излучений устройств PED, и последствия для безопасности в случае отказа и неисправности бортового оборудования.

Правила сертификации самолета не регулируют радиочастотные излучения портативных электронных устройств. Поэтому подход по сертификации и проектированию самолета в части устойчивости к воздействию PED должен быть сконцентрирован либо на контроле полосы пропускания от портативных электронных устройств до самолетных систем, либо на контроле восприимчивости самолетной системы или защищенности от излучений устройств PED.

В настоящей статье проведен анализ основных рисков, связанных с помехами, создаваемыми портативными радиоэлектронными устройствами самолетным системам, анализ воздействия «через переднюю» и «через заднюю дверь», а также систем самолета, которые должны быть испытаны одним из двух предлагаемых методов для установления их восприимчивости к радиоизлучению и уровней восприимчивости систем самолета к радиоизлучению.

1. Анализ путей воздействия радиосигналов на радиоаппаратуру переносных электронных устройств

1.1. Термин «путь воздействия». Радиосигналы, перемещаясь из одной точки в другую, могут передаваться при помощи проводов и излучения в пространстве. Кондуктивные помехи от устройства PED могут возникать, только если устройство PED напрямую подключено к самолету через провод или конструкцию. Излучения от устройства PED могут воздействовать на самолетные системы через отверстия в оборудовании самолета, наводить ток на жгуты БО или приниматься антеннами, обеспечивая прямой путь к бортовому оборудованию воздушного судна.

Термин «путь воздействия» используется для описания того, как распространяются излучения и воспринимаются системами. Для паразитных и преднамеренных излучений от устройств PED существуют два пути воздействия.

«Воздействие через заднюю дверь»: Радиочастотная энергия излучается от устройства PED и проникает напрямую в электрооборудование и электронику или в проводку, которая подсоединена к этому оборудованию. «Воздействие через заднюю дверь» может оказывать эффект на любое электрооборудование и электронное оборудование самолета. «Воздействие через заднюю дверь» также включает в себя радиочастотную энергию, излучаемую напрямую от портативного электронного устройства, где есть прямое проводное подключение от устройства PED к источнику электропитания самолета, системе данных, или системе управления. Такое воздействие может произойти через источники питания, встроенные в сиденья, или местные проводные сети на самолете.

«Воздействие через переднюю дверь»: Радиочастотная энергия излучается от устройства PED и принимается антенной радиоприемного устройства. «Воздействие через переднюю дверь» применяется только к радиоприемникам самолета.

Когда пути воздействия сочетаются с типами излучений устройств PED, то можно выделить восемь классов воздействия устройств PED, которые определены в документе RTCA DO-294B и документе EUROCAE/ED-118 [7]. В табл. 1 представлены классы воздействия устройств PED, которые можно выделить из анализа EUROCAE/ED-118.

Таблица 1

Классы воздействия РЕД

Тип излучения устройства РЕД	Путь воздействия	Номенклатура	Способ воздействия	Выводы на основе предыдущих исследований
Преднамеренные излучения (полезные сигналы)	Воздействие через апертуру антенны	Преднамеренные излучения, связанные с антеннами оборудования	Через «Переднюю дверь»	Воздействие маловероятно в любом случае
	Прямое воздействие на агрегаты оборудования	Преднамеренные излучения, связанные с блоками оборудования	Через «заднюю дверь»	Следует рассмотреть
	Воздействие на интерфейсы оборудования и кабели	Преднамеренные излучения, связанные с кабелями оборудования	Через заднюю дверь	Следует рассмотреть
Непреднамеренные излучения (паразитные излучения)	Воздействие через апертуру антенны	Непреднамеренные излучения, связанные с антеннами оборудования	Через переднюю дверь	Следует рассмотреть
	Прямое воздействие на блоки оборудования	Непреднамеренные излучения, связанные с блоками оборудования	Через заднюю дверь	Воздействие маловероятно в любом случае
	Воздействие на интерфейсы оборудования и кабели	Непреднамеренные Излучения, связанные с кабелями оборудования	Через заднюю дверь	Воздействие маловероятно в любом случае
Кондуктивные паразитные излучения	Воздействие на интерфейсы оборудования	Кондуктивные паразитные излучения при перекрестном кабельном соединении	Через заднюю дверь	Уже рассматривается, как часть сертификации установки оборудования
	Перекрестные помехи (воздействие с кабеля на кабель)	Кондуктивные паразитные излучения, связанные с входными сигналами оборудования	Через заднюю дверь	Уже рассматривается, как часть сертификации установки оборудования

1.2. Непреднамеренные излучения, связанные с антеннами оборудования.

В эксплуатационном диапазоне приемников паразитные излучения от устройств РЕД, полученные от антенн самолетных радиоприемников, могут повлиять на работу радиоприемников самолета по двум причинам:

- ◆ самолетные радиоприемники выполнены таким образом, что могут обнаружить сигналы с очень малой амплитудой в пределах диапазона с настроенной частотой, и, следовательно, являются очень чувствительными к помехам с очень малой амплитудой в этих диапазонах;
- ◆ паразитные излучения от устройств PED могут находиться в пределах диапазона, настроенной частоты радиоприемников самолета.

Паразитные излучения с шумоподобными характеристиками увеличивают уровень шума соответствующих радиоприемников, искажая заданные сигналы низкого уровня так, что они становятся бесполезными. Это эффективно увеличивает уровень заданного сигнала, необходимого для надлежащей связи или указания, тем самым уменьшая максимальный эксплуатационный диапазон для самолетной радиосистемы. Паразитные излучения от устройств PED с длительными (незатухающими) характеристиками могут быть также получены от самолетных радиоприемников и обнаружены в виде действительного сигнала, который приводит к ложным ответам радиоприёмников.

Проводимый анализ в документе DO-233 [4] и процесс оценки помех, описанный в Разделе 6 документа DO-294B [2] указывают на то, что ложные излучения низкого уровня на частотах вне ширины полосы пропускания по промежуточной частоте приемника, сигнал которого подавляется помехой, не вызовут значительных помех.

Анализ различных международных стандартов [8–10] указывают на то, что помехи должны рассматриваться, когда будет установлена устойчивость самолета к излучениям устройств PED.

1.3. Преднамеренные излучения, связанные с антеннами оборудования.

Преднамеренные излучения от передающих устройств PED происходят либо в лицензированных диапазонах частот (как, например, диапазоны, относящиеся к мобильной телефонии), в строго ограниченных и особо нелицензированных диапазонах (как, например, нелицензированные национальные диапазоны информационной инфраструктуры), или в чрезвычайно широких диапазонах с ограниченными по мощности ограничителями (как, например, системы сверхшироких диапазонов). Во всех случаях эти диапазоны принадлежат международным и национальным властям по телекоммуникациям. Частотные диапазоны радиосвязи, навигации и наблюдения согласованы на международном уровне посредством договоров, и регулятивные органы телекоммуникаций гарантируют, что никакая другая радиочастотная служба не может иметь таких диапазонов.

Поэтому передающие устройства PED преднамеренно не передают в диапазонах частот, используемых для радиосвязи, навигации и наблюдения за самолетом. Самолетные радиоприемники для связи, навигации и наблюдения защищены от помех передатчиков вне их эксплуатационного диапазона. Лабораторные испытания по воздействию радиочастотных излучений на радиоприемники доказывают устойчивость к преднамеренным излучениям. Поэтому «воздействие через переднюю дверь» от преднамеренных излучений, связанных с антеннами оборудования уменьшено, и не требует отдельного рассмотрения в части устойчивости к излучениям устройств PED.

1.4. Преднамеренные излучения, связанные с кабелями, блоками оборудования. Преднамеренные радиочастотные излучения от передающих портативных электронных устройств могут влиять на электрические и электронные системы, воздействуя на провода или непосредственно на самолетное оборудование. Возможность воздействия зависит от уровня сигнала передающего устройства PED, и подверженности самолетной системы воздействию портативных устройств на определенной частоте.

Электрические и электронные системы самолета защищены от воздействия электромагнитных помех, особенно от высокоинтенсивных электромагнитных полей (HIRF), и как прямых, так и косвенных воздействий молнии. Устойчивость системы к радиочастотным полям зависит от критичности системы и ее положения в самолете. Диапазон уровня среднего поля тестируемой радиочастотной системы составляет от 1 В/м до 300 В/м. Устойчивость бортового оборудования к воздействию HIRF [11–13] и защита от молнии [14–16] обеспечивают защищенность от «воздействия устройств PED через заднюю дверь».

Для частот ниже 400 МГц, радиочастотное подключение к системе, соединяющей провода, обеспечивает основной путь от устройства к самолетной системе. Поэтому в этом диапазоне частот амплитуда паразитных излучений устройств PED, воздействующая на провод, может непосредственно сравниваться с амплитудами функционального сигнала электрических и электронных систем. Выше 400 МГц, воздействие происходит непосредственно через соединительный провод ориентировочно в пределах расстояния длины волны от соединителя на электронном или электрическом оборудовании самолета, или через физически открытые отверстия непосредственно на электрическое или электронное оборудование.

Рядом с источником PED передающие устройства PED могут образовать силу электрического поля порядка десятка вольт на метр, таким образом, существует значительная вероятность сигналов передающих устройств воздействовать на электрические и электронные системы самолета. Это «воздействие через заднюю дверь» от преднамеренных излучений устройств PED должно определенно учитываться для оценки устойчивости к воздействию устройств PED.

1.5. Непреднамеренные излучения, связанные с кабелями, блоками оборудования. Паразитные излучения устройств PED производят поля излучения с очень малой амплитудой, обычно менее 0,1 В/м на расстоянии одного метра от устройства PED. Паразитные излучения от сотового телефона обычно в тысячу раз меньше, чем преднамеренный передающийся сигнал, сформированный телефоном для установки связи. По этой причине «воздействие через заднюю дверь» от преднамеренных радиочастотных паразитных излучений маловероятно, и не должно рассматриваться в части воздействия устройств PED на самолет.

1.6. Помехи от кондуктивных излучений. Воздействие кондуктивных паразитных сигналов устройств PED, физически подсоединенных к питанию самолета или линии данных, считается маловероятным, потому что:

1) самолетное питание и сети данных, предназначенные для подключения к устройствам PED, должны быть изолированы от питания самолета и сетей данных, требуемых для обеспечения безопасности самолета;

2) в эти источники питания и сети данных встроены электромагнитные фильтры для ограничения паразитных излучений от устройств PED, которые могут воздействовать на питание и данные.

Кондуктивные паразитные излучения должны рассматриваться, как часть проектирования и сертификации установленной системы электропитания или данных самолета, позволяющей выполнить подключение устройств PED. Устойчивость к излучениям специально рассматривается в ходе проектирования и сертификации источников электропитания и сетей данных, поэтому на эти классы воздействия устройств PED внимание в данном документе не акцентируется.

2. Анализ устойчивости самолетных систем к воздействию намеренно передающих портативных электронных устройств (соответствие «воздействия через заднюю дверь»)

2.1. Риски, связанные с помехами самолетным системам. Проанализируем теперь более подробно основные аспекты воздействия.

Согласованное и несогласованное применение передающих переносных электронных устройств (Т-РЕД) широко распространено на пассажирских самолетах. Отчеты системы информации о безопасности полетов (ASRS) NASA [6] и исследования университета Карнеги-Меллона [5] указывают на то, что работа устройств Т-РЕД во время эксплуатации транспортного самолета является общепринятой. Передающие устройства РЕД широко распространены среди пассажиров и членов экипажа, представлены в различных формах и имеют множество функций. Во многих случаях в устройство РЕД встроена передающая радиостанция, так что работа радиопередатчика не является очевидной для пользователя устройства РЕД. Данные передающие устройства РЕД работают во многих диапазонах частот и с широким спектром передаваемой радиочастотной мощности радиоустройств. Распространенные передающие устройства РЕД и их передаваемая радиочастотная мощность перечислены в отчете DO-294В [2].

Нормы распределения спектра делают маловероятным то, что передающие устройства РЕД будут мешать радиоприемным устройствам самолета «воздействием через переднюю дверь». Однако передающие устройства РЕД обладают потенциалом для создания помех другим самолетным системам «воздействием через заднюю дверь». Риск, связанный с помехами самолетным системам от передающих устройств РЕД, зависит от следующего:

- 1) частоты, излучаемая устройством Т-РЕД;
- 2) мощности, излучаемая устройством Т-РЕД;
- 3) потерь на трассе между устройством Т-РЕД и потенциально чувствительными системами самолета;
- 4) чувствительности систем самолета к радиопередаче устройств Т-РЕД;
- 5) последствий помех для конкретных систем самолета.

Может быть предложено несколько вариантов для снижения риска создания помех системам самолета со стороны передающих устройств РЕД. Первый вариант – контроль потерь на трассе от передающих устройств РЕД внутри самолета к системам самолета. Однако передающие устройства РЕД могут находиться и работать в кабине самолета, кабине экипажа или кабине пилотов, либо в грузовом или багажном отсеках. В данных местах передающие устройства РЕД могут находиться очень близко к системам самолета и электропроводке. Это приводит к очень малым потерям на трассе, а увеличение потерь на трассе путем применения экранирующих материалов в целом считается практически нецелесообразным из-за трудностей, связанных с производством и продлением летной годности.

Второй вариант – уменьшить радиочастотную мощность, которую излучают передающие устройства РЕД путем изменения ограничений по радиочастотной мощности бытовой электроники. Однако производители самолетов не имеют никакого контроля над стандартами устройств РЕД, в особенности с вариациями в национальных стандартах для бытовых радиочастотных передающих электронных устройств.

Третий вариант – увеличить радиочастотную устойчивость систем самолета. Если обеспечена достаточная радиочастотная устойчивость систем самолета, то оборудование систем самолета малочувствительно к воздействию передающих устройств РЕД. Это тот аспект, который производители самолетов и авиационные разрешительные органы могут непосредственно контролировать. Этот подход аналогичен тому, который уже применяется для защиты систем самолета от HIRF.

Следовательно, процесс для определения соответствующей радиочастотной устойчивости систем самолета и предоставляет требования к рекомендуемой радиочастотной устойчивости систем самолета, результат чего – устойчивость к воздействию передающих устройств РЕД. С применением вышеперечисленных тре-

бований к радиочастотной устойчивости систем оборудование и системы самолета могут быть спроектированы так, чтобы сделать очень маловероятным риск, связанный с передающими устройствами PED.

Радиочастотная среда самолета, создаваемая передающими устройствами PED, отличается от радиочастотной среды самолета, связанной с HIRF. Основные различия заключаются в следующем:

1) передающие устройства PED могут работать очень близко к системам самолета и электропроводке в пределах кабины экипажа, кабины самолета и багажного отсека, в то время как излучатели HIRF работают на некотором расстоянии снаружи от самолета;

2) самолеты обычно пролетают зоны с максимальными уровнями HIRF RF за несколько секунд, в то время как передающие устройства PED работают внутри самолета в течение большей части полета;

3) источники HIRF – это обычно передатчики очень большой мощности с конкретным географическим местоположением, в то время как передающие устройства PED могут работать во множестве мест внутри самолета, включая кабину, кабину экипажа, а также багажный или грузовой отсеки.

2.2. Системы самолета, которые должны быть проанализированы. Любые места внутри самолета, где могут работать передающие устройства PED, должны быть проанализированы.

Системы и оборудование самолета, которые требуют, чтобы соискатель сертификата продемонстрировал устойчивость к воздействию передающих устройств PED, должны быть идентифицированы. К ним относятся те электрические и электронные системы и оборудование самолета, которые требуются для сертификации типа или согласно правилам эксплуатации. В их состав также входят системы и оборудование, которые были определены как выполняющие функции со следующими категориями отказных состояний: сложная ситуация, аварийная ситуация или катастрофическая ситуация по действиям анализа безопасности, таким как соответствие 14 CFR 25.1309 [17] и EASA CS 25.1309 [18].

Примеры электрических и электронных систем самолета, которые требуются по сертификации типа самолета или согласно регламенту эксплуатации, – это авиационные часы на приборной доске, магнитный компас и высотомер, которые требуются согласно правилам сертификации типа 14 CFR 25.1303 [17] и EASA CS 25.1303 [18], а также регистраторы параметров полета, которые требуются согласно регламенту эксплуатации 14 CFR 121.344 [17].

2.3. Требования к радиочастотной устойчивости систем самолета для стойкости к воздействию устройств T-PED. Для оборудования и систем, указанных в таблице 2, можно установить рекомендуемые минимальные контрольные уровни восприимчивости систем самолета к радиоизлучению для демонстрации устойчивости к воздействию устройств T-PED, используя методы проверки восприимчивости к радиоизлучению и категории, определенные в RTCA DO-160 (Раздел 20) [19] или EUROCAE ED-14 [20].

Данные уровни были разработаны в результате рассмотрения информации, приведенной в приложении В отчета DO-294. Как обозначено в рамках данного документа, возможно, что более высокая пиковая напряженность поля присутствует как результат непосредственной близости к устройству T-PED. Однако из-за методов проверки, примененных в рамках стандартных тестовых документов, таких как DO-160, где все испытываемое оборудование и по крайней мере половина длины волны проводки должны подвергаться воздействию требуемого поля излучения, полная итоговая энергия связи является в десятки раз больше, чем значение при связи с неэффективной антенной устройства T-PED. Поэтому был достигнут компромисс о том, чтобы принять по умолчанию стандартные методы проверки и уровни.

2.4. Рекомендации по выбору методов для верификации устойчивости систем самолета к воздействию устройств PED. Как и в большинстве областей удостоверения соответствия заданным требованиям, существует множество методов достижения цели по верификации устойчивости систем самолета.

Первым шагом необходимо выполнить идентификацию систем и оборудования. После того как системы и оборудование идентифицированы, соискатель должен подтвердить, что оборудование соответствует требованиям из табл. 2. Если оборудование ранее было признано пригодным по требованиям к устойчивости, приведенным в таблице, то данная характеристика может быть представлена в отчете о соответствии в FAA или другому соответствующему авиационному сертифицирующему органу в качестве способа демонстрации соответствия требованиям по «воздействию через заднюю дверь» для передающих устройств PED.

Одним из способов адаптации методов проверки отчета DO-160 может быть то, что соискатель прокалибрует требуемую напряженность поля в экранированном помещении, применяя методику калибровки, взятую и адаптированную из отчета DO-160 (Раздел 20.5 и Рисунок 20-10). Уровни прямой мощности, требуемые для создания напряженности поля (Категория R или Категория W), должны быть зафиксированы, контрольно-измерительное оборудование – перенесено на самолет, а испытания проведены на требуемых системах самолета с использованием зафиксированной прямой мощности. Однако радиочастотные поля являются чрезвычайно опасными при высоких уровнях мощности, и для данного типа методов проверки могут потребоваться специальные лицензии от властей по системам связи, таким как FCC.

Существует возможность подтвердить устойчивость оборудования с помощью комбинации методов, определенных выше. Например, могут возникнуть ситуации, в которых некоторое оборудование ранее было признано пригодным по требованиям табл. 2 либо по испытаниям, либо в результате проведенного анализа. Тем не менее для некоторого оборудования могут потребоваться дополнительные лабораторные испытания и/или испытания на самолете. Верификацию необходимо будет задокументировать и предоставить соответствующим авиационным сертифицирующим органам для утверждения.

Таблица 2

Рекомендации по испытаниям восприимчивости систем самолета к радиоизлучению

Классификация функциональных отказных состояний систем	Расстояние между T-PED и системным LRU ≥ 20 см	Расстояние между T-PED и системным LRU < 20 см
Катастрофическая ситуация	DO-160E / ED-14E Раздел 20 Категория XR	DO-160E / ED-14E Раздел 20 Категория XW ограничено до 8 ГГц
Аварийная ситуация	DO-160E / ED-14E Раздел 20 Категория XR	DO-160E / ED-14E Раздел 20 Категория XR
Сложная ситуация	DO-160E / ED-14E Раздел 20 Категория XR	DO-160E / ED-14E Раздел 20 Категория XR
Требуется по нормам и не охвачено выше	DO-160E / ED-14E Раздел 20 Категория XR	DO-160E / E ED-14E Раздел 20 Категория XR
Ухудшение условий полета и без последствий, не требуется по нормам	Требования отсутствуют	Требования отсутствуют

Однако если проверка квалификационных внешних воздействий оборудования обнаруживает, что уровни недостаточны, то необходимо провести дополнительные испытания или анализ для данных систем по требованиям, определенным в табл. 2.

Анализ также может быть использован для демонстрации соответствия. В некоторых случаях, например, для электромеханических устройств, таких как лампы и клапаны, устойчивость к воздействию излучаемой энергии, генерируемой устройствами T-PED, демонстрируется относительно просто. Это происходит вследствие того, что подобные устройства изначально устойчивы к низким уровням радиочастотной энергии. Тем не менее анализ может быть применен для более сложных электрических/электронных устройств, но подход с применением анализа должен быть утвержден, рассмотрен и одобрен соответствующими авиационными сертифицирующими органами.

Если требуется проведение испытаний, необходимо соблюдать стандартные требования квалификационных испытаний, такие как утвержденные методики испытаний, требования пригоден/непригоден, соответствие стендового образца, а также засвидетельствование испытаний. Как правило, существует два метода проверки, которые необходимо использовать, чтобы провести данные испытания.

Первый метод – доставить системы или оборудование на стенд испытаний по радиочастотному излучению и выполнить стандартные испытания на чувствительность к радиочастотному воздействию в соответствии с требованиями табл. 2.

Второй метод – выполнить испытания систем, которые установлены на применимом самолете. Данный тип испытаний изложен в отчете DO-294B, Приложение 6.D, и ED-130, Приложение 6 [21]. Методики в данных документах дают общие указания, такие как идентификация систем, местоположение передающих антенн и напряженность полей относительно выхода устройств T-PED, которые используются при проведении испытания. Поскольку данный отчет предоставляет контрольные уровни в Таблице 2, то способы проверки из отчета DO-160 для испытаний на самолете могут быть адаптированы для данных испытаний на самолете.

Заключение. По результатам проведенного анализа можно сделать вывод о том, что основными аспектами воздействия портативных электронных устройств на бортовое оборудование воздушного судна являются воздействия «через переднюю» и «через заднюю дверь». И если оценку воздействия «через заднюю дверь» можно провести анализом соответствия бортового оборудования к воздействию HIRF, то для оценки воздействия «через переднюю дверь» необходимо провести испытания. Методика оценки помех, создаваемых портативными электронными устройствами, которые могут возникнуть на входе приемников радиоэлектронных средств воздушного судна, будет разработана для проведения таких испытаний.

Рассмотренные аспекты воздействия помогут в дальнейшем определить объем и разработать методики проведения таких испытаний с дальнейшей ее отработкой в составе воздушного судна. Положительные результаты испытаний позволят эксплуатантам воздушных судов данного типа разрешить пассажирам использование на борту портативных электронных устройств без ограничения.

Работа выполнена в ЦКП «Прикладная электродинамика и антенные измерения» Южного федерального университета.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. RTCA DO-119, Interference to aircraft electronic equipment from devices carried aboard, RTCA, April 1963.
2. RTCA DO-294B, Guidance on allowing transmitting portable electronic devices (t-peds) on aircraft, December 2006.

3. RTCA DO-199, Potential interference to aircraft electronic equipment from devices carried aboard, RTCA, September 1988.
4. RTCA DO-233, Portable electronic devices carried on board aircraft, August 1996, Errata August 1999.
5. *Strauss W.* Portable electronic devices onboard commercial aircraft: assessing the risks. Ph.D. Thesis, Carnegie Mellon University, 2005 Carnegie-Mellon report.
6. NASA ASRS Database Report Set, "passenger electronic devices", Update Number 11.0, January 23, 2007.
7. EUROCAE ED 118, Report on electromagnetic compatibility between passenger carried portable electronic devices (peds) and aircraft systems, November 2003.
8. Руководство по управлению безопасностью полетов (РУБП) ИКАО Doc 9859 AN/474, издание третье – 2013.
9. Руководство по организации контроля за обеспечением безопасности полетов Doc 9734 AN/959.
10. Руководство по проведению проверок организации контроля Doc 9735 AN/960.
11. ARP5583. Guide to certification of aircraft in a high intensity radiated field (hurf) environment. 2010.
12. EUROCAE ED 107. Guide to certification of aircraft in a high-intensity radiated field (HIRF) environment. 2010.
13. AC/AMJ 20.1317. The certification of aircraft electrical and electronic systems for operation in the high intensity radiated field (HIRF) environment, 1998.
14. SAE ARP 5416 Revision A - aircraft lightning test methods, SAE Aerospace, 2013.
15. SAE ARP 5412 Revision B - aircraft lightning environment and related test waveforms, SAE Aerospace, 2013.
16. AC 20 136 Revision B - Aircraft electrical and electronic system lightning protection, Federal Aviation Administration, 2011.
17. 14 CFR. Code of Federal Regulations CFR). Title 14. Aeronautics and space.
18. CS-25 EASA. Certification Specification. Large aeroplanes.
19. RTCA DO-160E. Environmental conditions and test procedures for airborne equipment, December 2004.
20. EUROCAE ED 14. Environmental conditions and test procedures for airborne equipment training, revision G, January 2015.
21. EUROCAE ED-130. Guidance for the development of portable electronic devices (ped) tolerance for civil aircraft, revision b, June 2022.

REFERENCES

1. RTCA DO-119, Interference to aircraft electronic equipment from devices carried aboard, RTCA, April 1963.
2. RTCA DO-294B, Guidance on allowing transmitting portable electronic devices (t- peds) on aircraft, December 2006.
3. RTCA DO-199, Potential interference to aircraft electronic equipment from devices carried aboard, RTCA, September 1988.
4. RTCA DO-233, Portable electronic devices carried on board aircraft, August 1996, Errata August 1999.
5. *Strauss W.* Portable electronic devices onboard commercial aircraft: assessing the risks. Ph.D. Thesis, Carnegie Mellon University, 2005 Carnegie-Mellon report.
6. NASA ASRS Database Report Set, "passenger electronic devices", Update Number 11.0, January 23, 2007.
7. EUROCAE ED 118, Report on electromagnetic compatibility between passenger carried portable electronic devices (peds) and aircraft systems, November 2003.
8. Rukovodstvo po upravleniyu bezopasnost'yu poletov (RUBP) ИКАО Doc 9859 AN/474, izdanie tret'e – 2013 [ICAO Safety Management Manual Doc 9859 AN/474, third edition – 2013].
9. Rukovodstvo po organizatsii kontrolya za obespecheniem bezopasnosti poletov Doc 9734 AN/959 [Guidelines for the organization of control over flight safety Doc 9734 AN/959].
10. Rukovodstvo po provedeniyu proverok organizatsii kontrolya Doc 9735 AN/960 [Guidelines for conducting inspections of the organization of control Doc 9735 AN/960].

11. ARP5583. Guide to certification of aircraft in a high intensity radiated field (hurf) environment. 2010.
12. EUROCAE ED 107. Guide to certification of aircraft in a high-intensity radiated field (HIRF) environment. 2010.
13. AC/AMJ 20.1317. The certification of aircraft electrical and electronic systems for operation in the high intensity radiated field (HIRF) environment, 1998.
14. SAE ARP 5416 Revision A - aircraft lightning test methods, SAE Aerospace, 2013.
15. SAE ARP 5412 Revision B - aircraft lightning environment and related test waveforms, SAE Aerospace, 2013.
16. AC 20 136 Revision B - Aircraft electrical and electronic system lightning protection, Federal Aviation Administration, 2011.
17. 14 CFR. Code of Federal Regulations CFR). Title 14. Aeronautics and space.
18. CS-25 EASA. Certification Specification. Large aeroplanes.
19. RTCA DO-160E. Environmental conditions and test procedures for airborne equipment, December 2004.
20. EUROCAE ED 14. Environmental conditions and test procedures for airborne equipment training, revision G, January 2015.
21. EUROCAE ED-130. Guidance for the development of portable electronic devices (ped) tolerance for civil aircraft, revision b, June 2022.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Б.Г. Коноплев.

Можайцев Виталий Павлович – Южный федеральный университет; e-mail: mvp_emc@inbox.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +79094302590; аспирант.

Семенихина Диана Викторовна – e-mail: d_semenikhina@mail.ru; тел.: + 79094412058; кафедра АиРПУ; д.т.н.; профессор.

Mozhaytsev Vitaliy Pavlovich – Southern Federal University; e-mail: mvp_emc@inbox.ru; Taganrog, Russia; phone: +79094302590; postgraduate student.

Seменikhina Diana Viktorovna – e-mail: d_semenikhina@mail.ru; phone: + 79094412058; the department of A&RTD; dr. of eng. sc.; professor.

УДК 624.372.632

DOI 10.18522/2311-3103-2022-6-234-244

А.Н. Зикий, П.Н. Зламан, А.В. Помазанов

БАЛАНСНЫЙ СМЕСИТЕЛЬ

Проведено экспериментальное исследование балансного смесителя на диодах 2A116A-1. Измерены потери преобразования в диапазоне входных частот 2450±45 МГц при преобразовании вниз на промежуточную частоту 2125 МГц. Потери преобразования не превышают 20 дБ в узкой полосе 2440±10 МГц. Снята амплитудная характеристика смесителя, из которой видно, что она линейна для входных сигналов до 0 дБм (1 мВт). Исследована зависимость потерь преобразования от мощности гетеродина. Показано, что минимальные потери наблюдаются при мощности гетеродина 13 дБм (20 мВт). Спектр комбинационных частот на выходе смесителя не содержит паразитных продуктов преобразования выше минус 50 дБ по отношению к полезному сигналу в полосе 100 МГц. Смеситель рекомендуется использовать в приемно-передающей аппаратуре и измерительной технике. Сравнение с другими смесителями показывает заметное преимущество – высокую избирательность по отношению к внеполосным сигналам. Это достигнуто путем применения двух полосовых фильтров и фильтра нижних частот. Проведено моделирование трех фильтров в пакете прикладных программ Microwave Office. Даны модели и амплитудно-частотные характеристики трех фильтров, полученные в Microwave Office. Смеситель выполнен в корпусе рамочного типа из алюминия. В нем установлены две керамические

платы размером 24x30 мм (материал 22ХС). Метод изготовления рисунка печатных плат – тонкопленочная технология. Корпус закрывается двумя герметичными крышками. Все три соединителя – типа IX ГОСТ13317, гнездо.

Смеситель; преобразование частоты вниз; потери преобразования; амплитудно-частотная характеристика; амплитудная характеристика; зависимость потерь от мощности гетеродина; полосовые фильтры; фильтр нижних частот.

A.N. Zikiy, P.N. Zlaman, A.V. Pomazanov

BALANCED MIXER

An experimental study of a balanced mixer based on 2A116A-1 diodes was carried out. Conversion losses were measured in the input frequency range of 2450 ± 45 MHz during down conversion to an intermediate frequency of 2125 MHz. Conversion loss does not exceed 20 dB in a narrow band of 2440 ± 10 MHz. The amplitude characteristic of the mixer was taken, from which it can be seen that it is linear for input signals up to 0 dBm (1 mW). The dependence of conversion losses on the local oscillator power is studied. It is shown that the minimum losses are observed at a local oscillator power of 13 dBm (20 mW). The combination frequency spectrum at the mixer output does not contain parasitic conversion products above minus 50 dB with respect to the useful signal in the 100 MHz bandwidth. The mixer is recommended for use in receiving and transmitting equipment and measuring equipment. Comparison with other mixers shows a noticeable advantage - high selectivity in relation to out-of-band signals. This is achieved by applying two band pass filters and a low pass filter. Three filters were simulated in the Microwave Office software package. Models and amplitude-frequency characteristics of three filters from Microwave Office are given. The mixer is made in a frame-type case made of aluminum. It has two ceramic boards sized 24x30 mm (material 22xc). The method of manufacturing a printed circuit board pattern is thin-film technology. The case is closed by two tight covers. All three connectors are type IX GOST13317, socket.

Down conversion; conversion loss; frequency response; amplitude response; loss versus local oscillator power; band pass filters; low pass filter.

Введение. Смесителям СВЧ диапазона посвящена обширная отечественная и зарубежная литература, в том числе монографии [1–4], учебные пособия [5, 6], статьи [7–9], диссертации [10–12], патенты [13] однако при этом тема смесителей далеко не исчерпана.

Наиболее широко используются на практике небалансные, балансные и двойные балансные смесители [2]. Балансные и двойные балансные смесители имеют подавление шумов гетеродина и реже набор комбинационных частот высокого уровня, поэтому им отдают обычно предпочтение.

Объектом исследования является балансный диодный смеситель из состава измерительного прибора Х1-55 [14].

Целью работы является измерение основных параметров и характеристик балансного диодного смесителя, которые в литературе [14] не приводятся.

К смесителю предъявляются следующие требования [14]:

- ◆ диапазон рабочих частот по сигналу 2453 ± 10 МГц;
- ◆ рабочая частота гетеродина 328 МГц;
- ◆ диапазон промежуточных частот 2125 ± 10 МГц;
- ◆ потери преобразования не более 20 дБ;
- ◆ волновое сопротивление входа и выхода 50 Ом;

Схема конструкции. Смеситель, построенный по схеме балансного смесителя на диодах типа 2A116A-1 [15], состоит из двух керамических плат, расположенных в унифицированном корпусе размером 60x24 мм. По входу сигнала смесителя стоит полосно-пропускающий фильтр, состоящий из двух параллельно связанных полуволновых резонаторов, настроенных на частоту сигнала ($f_c=2453$

МГц), по входу гетеродина ($f_1=328$ МГц) стоит четырехзвенный фильтр нижних частот (ФНЧ) с частотой среза 350 МГц. На выходе смесителя стоит полосно-пропускающий фильтр, настроенный на разностную частоту гетеродина и сигнала, равную 2125 МГц. Потери преобразования смесителя не более 20 дБ.

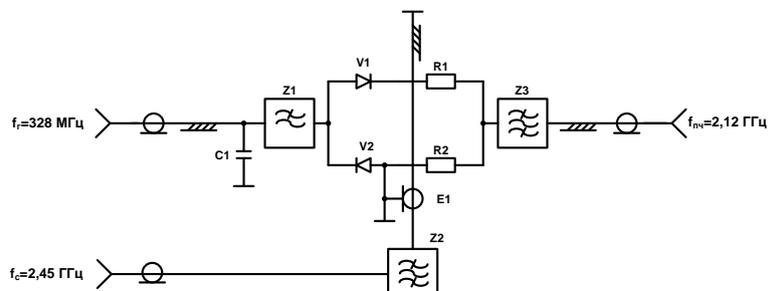


Рис. 1. Схема электрическая принципиальная смесителя

На рис. 2 можно видеть конструкцию смесителя со снятой верхней крышкой. Там же можно видеть следы регулировки в виде капель оловянно-свинцового припоя.

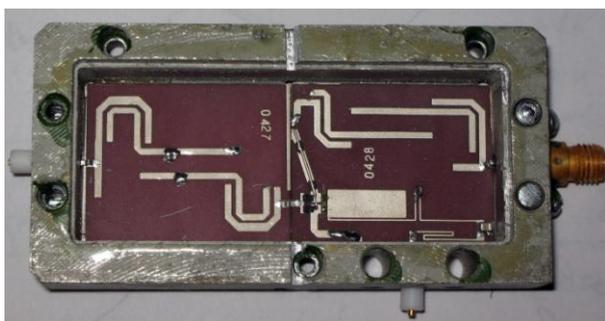


Рис. 2. Фото балансного смесителя из состава Х1-55

Геометрические размеры двух полосовых фильтров приведены в табл. 1 и 2. Эти размеры могут быть рассчитаны по методике из книги [16].

Таблица 1

Геометрические размеры фильтра 2453 МГц

Поз. обознач.	Длина, мм	Ширина, мм	Зазор, мм	Наименование
W1	4	1	-	Подводящая линия передачи
W2	2	1	-	Подводящая линия передачи
W3	11,5	1	0,6	Связанные линии
W4	11,5	1	2,3	Связанные линии
W5	11,5	1	0,6	Связанные линии
ϵ	9,8 (керамика 22 ХС)			Относительная диэлектрическая проницаемость
$\text{tg } \delta$	0,001			Тангенс угла диэлектрических потерь
	10 мкм			Толщина медного проводника вместе с серебряным покрытием
h	1 мм			Толщина подложки

Таблица 2

Геометрические размеры фильтра 2125 МГц

Поз. обознач.	Длина, мм	Ширина, мм	Зазор, мм	Наименование
W1	2,5	1	-	Подводящая линия передачи
W2	2,7	1	-	Подводящая линия передачи
W3	13,3	1	0,7	Связанные линии
W4	13,3	1	2,6	Связанные линии
W5	13,3	1	0,7	Связанные линии
ϵ	9,8 (керамика 22 ХС)			Относительная диэлектрическая проницаемость
$\text{tg } \delta$	0,001			Тангенс угла диэлектрических потерь
	10 мкм			Толщина медного проводника вместе с серебряным покрытием
h	1 мм			Толщина подложки

Моделирование. Моделирование фильтров проводилось в среде Microwave Office [17, 18]. На рис. 3 можно видеть модель фильтра 2453 МГц, составленную по данным из табл. 1. На рис. 4 можно видеть АЧХ этого фильтра. Она удовлетворяет заданным требованиям.

На рис. 5 показана модель фильтра 2125 МГц, созданная по данным табл. 2. На рис. 6 изображена АЧХ фильтра 2125 МГц. Она соответствует предъявленным требованиям.

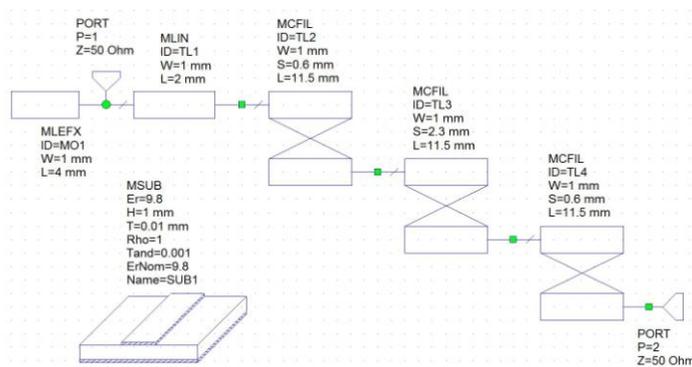


Рис. 3. Модель полосового фильтра 2453 МГц в MWO

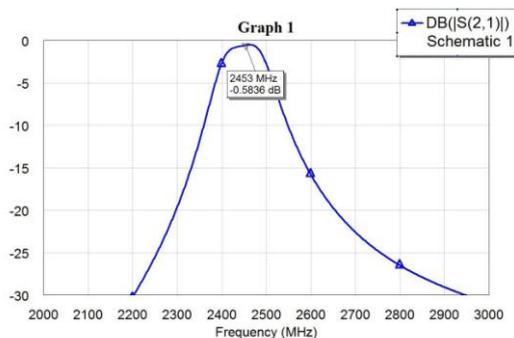


Рис. 4. АЧХ полосового фильтра 2453 МГц из MWO

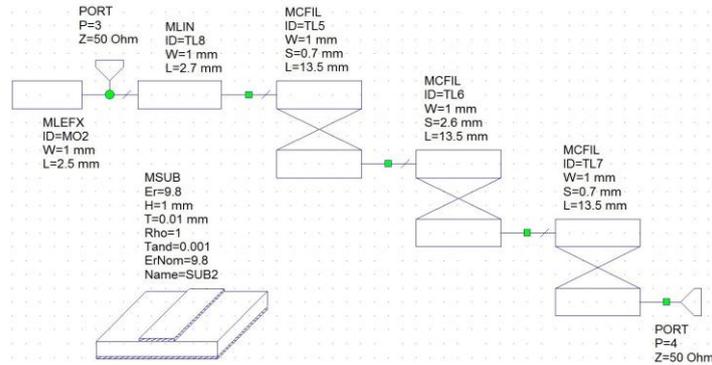


Рис. 5. Модель полосового фильтра 2125 МГц в MWO

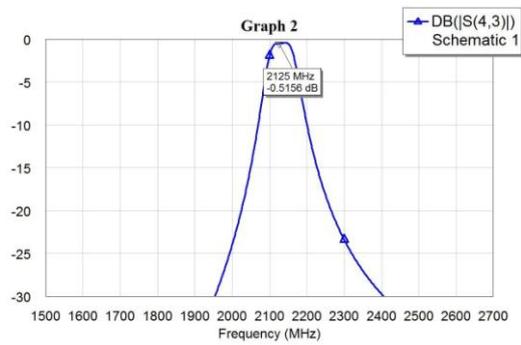


Рис. 6. АЧХ полосового фильтра 2125 МГц из MWO

На рис. 7 представлена модель фильтра нижних частот с полосой пропускания около 350 МГц. На рисунке 8 можно видеть амплитудно-частотную характеристику ФНЧ, из которой видно, что фильтр имеет допустимые потери в полосе пропускания (менее 3 дБ).

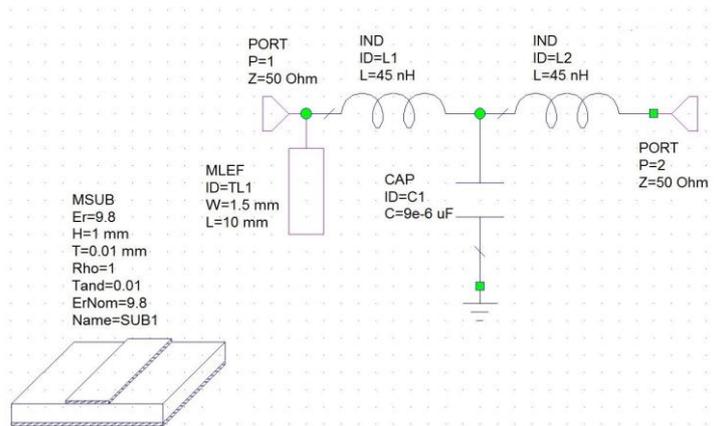


Рис. 7. Модель ФНЧ 350 МГц из MWO

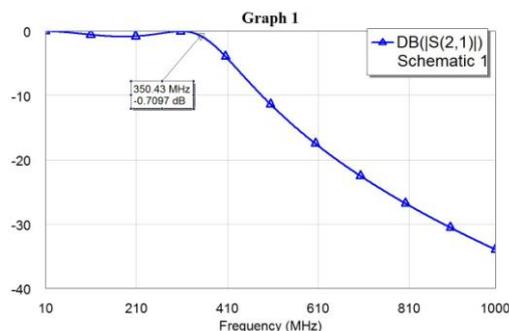


Рис. 8. АЧХ ФНЧ 350 МГц из MWO

Эксперимент. Эксперимент проводился на установке, структурная схема которой показана на рис. 9. В первом эксперименте снята частотная зависимость потерь преобразования при изменении частоты сигнала от 2400 до 2490 МГц с шагом 10 МГц. Результаты занесены в табл. 3. По данным таблицы 3 построен график на рис. 10.

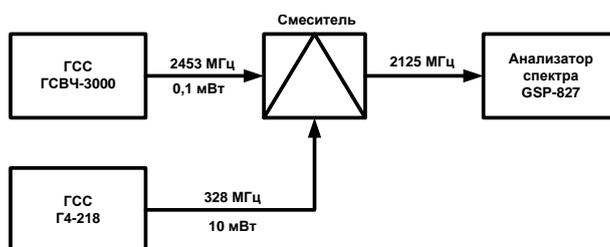


Рис. 9. Структурная схема измерительной установки

Во втором эксперименте измерена зависимость потерь от мощности гетеродина. Мощность гетеродина менялась от -3 дБм до +13 дБм. Результаты измерений занесены в табл. 4. По данным таблицы 4 построен график на рис. 11.

В третьем эксперименте измерена амплитудная характеристика смесителя. Результаты измерений занесены в табл. 5. По данным табл. 5 построен график на рис. 12.

В четвертом эксперименте проводилось фотографирование спектра выходного сигнала (рис. 13). Из него видно, что в области промежуточных частот 2125 ± 25 МГц спектр не содержит комбинационных частот заметного уровня.

Таблица 3

Частотная зависимость потерь

Частота, МГц	P_c на входе, дБм	$P_{гет}$, дБм	$P_{вых}$, дБм	Потери, дБ
2400	-10	8,4	-37	27
2410			-34	24
2420			-31	21
2430			-30	20
2440			-30	20
2450			-30	20
2460			-34	24
2470			-37	27
2480			-41	31
2490			-44	34

Таблица 4

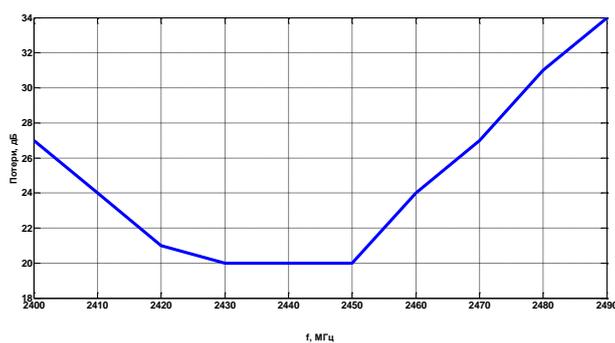
Зависимость потерь от мощности гетеродина при $f_r=328$ МГц; $f_c=2453$ МГц

$P_{гет}, дБм$	P_c на входе, дБм	$P_{вых}, дБм$ 2125 МГц	Потери, дБ
-3	-10	-49	39
-2		-44	34
-1		-39	29
0		-36	26
1		-34	24
2		-33,5	23,5
3		-33	23
4		-33	23
5		-32,5	22,5
6		-32	22
7		-32	22,5
8		-32	22,5
9		31,5	21
10		-31	21
11		-31	21
12	-31	21	
13	-30	20	

Таблица 5

Амплитудная характеристика смесителя при $f_r=328$ МГц; $f_c=2453$ МГц

P_c дБм	$P_{вых}, дБм$	Потери, дБ
-10	-30	20
-8	-28	20
-6	-26	20
-4	-25	21
-2	-23	21
0	-21	21

Рис. 10. Частотная зависимость потерь преобразования ($f_r=328$ МГц; $P_r=13$ дБм; $P_c=-10$ дБм)

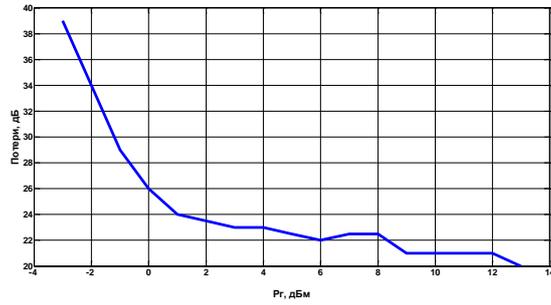


Рис. 11. Зависимость потерь от мощности гетеродина ($f_s=328$ МГц; $f_c=2446$ МГц; $P_c=-10$ дБм)

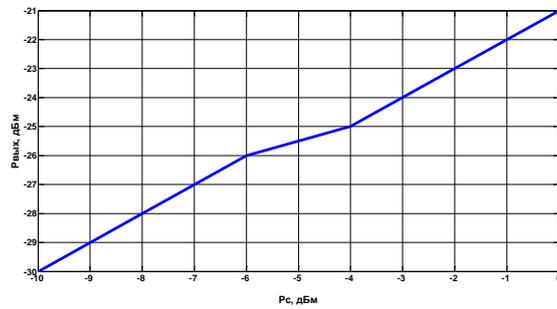


Рис. 12. Амплитудная характеристика смесителя ($f_s=328$ МГц; $f_c=2453$ МГц; $P_s=13$ дБм)

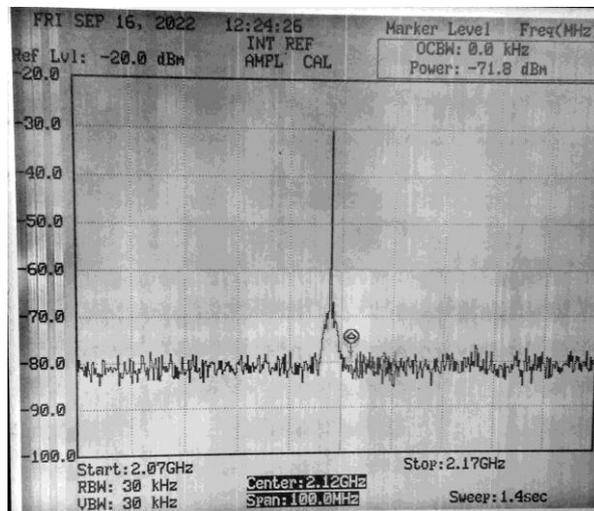


Рис. 13. Фото спектра выходного сигнала

Графики на рис. 10–13 позволяют сформулировать количественные выводы. Ниже в табл. 6 проводится сравнение заданных и достигнутых параметров смесителя.

Таблица 6

Основные параметры смесителя

Наименование параметра, размерность	Задано	Модель	Эксперимент
Диапазон рабочих частот по сигналу, МГц	328	238	328
Диапазон рабочих частот по гетеродину, МГц	2453±10	2453±10	2440±10
Диапазон промежуточных частот, МГц	2125±10	2125±10	2125±10
Потери преобразования не более, дБ	20	-	20
Мощность гетеродина, дБм	10-13	-	10-13
Волновое сопротивление входа и выхода, Ом	50/50	50/50	50/50

Выводы. Проведено экспериментальное исследование диодного балансного смесителя на микрополосковых линиях. Получены экспериментальные зависимости потерь преобразования в диапазоне частот, амплитудная характеристика, зависимость потерь преобразования от мощности гетеродина, спектр выходного сигнала.

Проведено моделирование трёх входящих фильтров (два полосовых и один фильтр нижних частот). Представлены модели фильтров и их амплитудно-частотные характеристики. Ранее перечисленные характеристики данного смесителя не публиковались.

Требования к смесителю выполняются, хотя ожидаемые потери смесителя были около 15 дБ. Возможные причины:

- ◆ не учтены потери в кабелях подключения в измерительной установке;
- ◆ места подключения сигнала и гетеродина поменяны;
- ◆ смеситель включает три фильтра, которые вносят потери.

Такой смеситель можно использовать в приемно-передающей технике и измерительной аппаратуре [3, 19, 20].

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дингес С.И., Кочемасов В.Н. Устройства преобразования частот / под ред. В.Н. Кочемасова. – М.: Горячая линия-Телеком, 2020. – 432 с.
2. Maas S.A. Microwave Mixers. – Artech House, Norwood, MA. 1986. – 368 p.
3. Щитов А.М. и др. Диодные преобразователи частоты для радиоизмерительной аппаратуры СВЧ и КВЧ диапазонов. – Н. Новгород, НГТУ, 2016. – 195 с.
4. Радиоизмерительная аппаратура СВЧ и КВЧ. Узловая и элементная база / под ред. А.М. Кудрявцева. – М.: Радиотехника, 2006. – 208 с.
5. Ключ А.А., Румянцев К.Е. Преобразователи частоты: учеб.-метод. пособие. – Таганрог: ТРТУ, 1996. – 93 с.
6. Микроэлектронные устройства СВЧ: учеб. пособие / под ред. Г.И. Веселова. – М.: Высшая школа, 1988. – 280 с.
7. Андрианов А.В., Зикий А.Н., Зламан П.Н. Экспериментальное исследование смесителя на микросхеме LTC5553 // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2018. – № 1. – Т. 14. – С. 68-74.
8. Зикий А.Н., Плёнкин А.П. Смесители дециметрового диапазона на комбинации линий передачи // Инженерный вестник Дона. – 2016. – № 3.
9. Андрианов А.В., Зикий А.Н., Зламан П.Н. Исследование динамического диапазона смесителя по комбинационным составляющим // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2017. – № 2. – Т. 14. – С. 74-78.
10. Шапошникова Ж.В. Нелинейные многочастотные режимы твердотельных смесителей СВЧ диапазона: автореф. дисс. ... канд. физ.-мат. наук. – Воронеж: ВГУ, 2011. – 16 с.
11. Сумин А.М. Разработка методик проектирования преобразователей частоты в интегральном исполнении: автореф. дисс. ... канд. тех. наук. – Воронеж: ВГУ, 2012. – 18 с.

12. *Чиликов А.А.* Моделирование и проектирование сверхширокополосных диодных преобразователей частоты для радиоизмерительной аппаратуры СВЧ и КВЧ – диапазонов: дисс. ... канд. тех. наук. – Н. Новгород, ННГУ, 2021. – 146 с.
13. Patent USA №4.739.519, Apr 19, 1988. Coplanar Microwave Balun, Multiplexer and Assemblies. /Eugene C Findley, Sunnyvale, Calif/.
14. Прибор для исследования амплитудно-частотных характеристик Х1-55. Техническое описание и инструкция по эксплуатации 1.400.293ТО. – М.: Внешторгиздат, 2006. – 196 с.
15. Полупроводниковые приборы. СВЧ диоды. Справочник / под ред. Б.А. Наливайко. – Томск: МГП «РАСКО», 1992.
16. *Зелях Э.В., Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Брилон В.С.* Миниатюрные устройства УВЧ и СВЧ диапазонов на отрезках линий. – М.: Радио и связь, 1989. – 112 с.
17. *Бахвалова С.А., Романюк В.А.* Основы моделирования и проектирования радиотехнических устройств в Microwave Office: учебное пособие. – М.: Солон-Пресс, 2016. – 152 с.
18. *Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А.* Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. – М.: Солон-Пресс, 2003. – 496 с.
19. *Румянцев К.Е.* Прием и обработка сигналов: учеб. пособие. – М.: Академия, 2004. – 528 с.
20. *Колосовский Е.А.* Устройства приема и обработки сигналов: учеб. пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 456 с.

REFERENCES

1. *Dinges S.I., Kochemasov V.N.* Ustroystva preobrazovaniya chastot [Frequency conversion devices], ed. by V.N. Kochemasova. Moscow: Goryachaya liniya-Telekom, 2020, 432 p.
2. *Maas S.A.* Microwave Mixers. Artech House, Norwood. MA. 1986, 368 p.
3. *Shchitov A.M. i dr.* Diodnye preobrazovateli chastoty dlya radioizmeritel'noy apparatury SVCh i KVCh diapazonov [Diode frequency converters for microwave and HF radio measuring equipment]. Nizhny. Novgorod, NGTU, 2016, 195 p.
4. Radioizmeritel'naya apparatura SVCh i KVCh. Uzlovaya i elementnaya baza / pod red. A.M. Kudryavtseva [Microwave and HF radio measuring equipment. Nodal and element base]. Moscow: Radiotekhnika, 2006, 208 p.
5. *Klyuy A.A., Rumyantsev K.E.* Preobrazovateli chastoty: ucheb.-metod. posobie [Frequency converters: educational and methodical manual]. Taganrog: TRTU, 1996, 93 p.
6. Mikroelektronnye ustroystva SVCh: ucheb. posobie [Microelectronic microwave devices: a textbook], ed. by G.I. Veselova. Moscow: Vysshaya shkola, 1988, 280 p.
7. *Andrianov A.V., Zikiy A.N., Zlaman P.N.* Eksperimental'noe issledovanie smesitelya na mikroskheme LTC5553 [Experimental study of a mixer on an LTC5553 chip], *Elektrotekhnicheskie i informatsionnye komplekсы i sistemy* [Electrotechnical and information complexes and systems], 2018, No. 1, Vol. 14, pp. 68-74.
8. *Zikiy A.N., Plenkin A.P.* Smesiteli detsimetrovogo diapazona na kombinatsii liniy peredachi [Decimeter range mixers on a combination of transmission lines], *Inzhenernyy vestnik Dona* [Engineering Bulletin of the Don], 2016, No. 3.
9. *Andrianov A.V., Zikiy A.N., Zlaman P.N.* Issledovanie dinamicheskogo diapazona smesitelya po kombinatsionnym sostavlyayushchim [Investigation of the dynamic range of the mixer by combination components], *Elektrotekhnicheskie i informatsionnye komplekсы i sistemy* [Electrical and information complexes and systems], 2017, No. 2, Vol. 14, pp. 74-78.
10. *Shaposhnikova Zh.V.* Nelineynye mnogochastotnye rezhimy tverdotel'nykh smesiteley SVCh diapazona: avtoref. diss. ... kand. fiz.-mat. nauk [Nonlinear multi-frequency modes of solid-state microwave mixers: abstract cand. of phys. and math. sc. diss.]. Voronezh: VGU, 2011, 16 p.
11. *Sumin A.M.* Razrabotka metodik proektirovaniya preobrazovateley chastoty v integral'nom ispolnenii: avtoref. diss. ... kand. tekhn. nauk [Development of methods for designing frequency converters in integrated design: abstract cand. of eng. sc. diss.]. Voronezh: VGU, 2012, 18 p.
12. *Chilikov A.A.* Modelirovanie i proektirovanie sverkhshirokopolosnykh diodnykh preobrazovateley chastoty dlya radioizmeritel'noy apparatury SVCh i KVCh – diapazonov: diss. ... kand. tekhn. nauk [Modeling and design of ultra-wideband diode frequency converters for microwave and HF radio measuring equipment: cand. of phys. and math. sc. diss.]. Nizhny Novgorod, NNGU, 2021, 146 p.
13. Patent USA №4.739.519, Apr 19, 1988. Coplanar Microwave Balun, Multiplexer and Assemblies. Eugene C Findley, Sunnyvale, Calif.

14. Pribor dlya issledovaniya amplitudno-chastotnykh kharakteristik KH1-55. Tekhnicheskoe opisanie i instruksiya po ekspluatatsii 1.400.293TO [A device for studying the amplitude-frequency characteristics of X1-55. Technical description and operating instructions 1.400.293TO]. Moscow: Vneshtorgizdat, 2006, 196p.
15. Poluprovodnikovye pribory. SVCh diody. Spravochnik [Semiconductor devices. Microwave diodes. Handbook], ed.by B.A. Nalivayko. Tomsk: MGP «RASKO», 1992.
16. Zelyakh E.V., Fel'dshteyn A.L., Yavich L.R., Brilon V.S. Miniaturnye ustroystva UVCh i SVCh diapazonov na otrezkakh liniy [Miniature devices of UHF and microwave bands on line segments]. Moscow: Radio i svyaz', 1989, 112 p.
17. Bakhvalova S.A., Romanyuk V.A. Osnovy modelirovaniya i proektirovaniya radiotekhnicheskikh ustroystv v Microwave Office: uchebnoe posobie [Fundamentals of modeling and design of radio engineering devices in Microwave Office: textbook]. Moscow: Solon-Press, 2016, 152 p.
18. Razevig V.D., Potapov Yu.V., Kurushin A.A. Proektirovanie SVCh-ustroystv s pomoshch'yu Microwave Office [Designing microwave devices using Microwave Office]. Moscow: Solon-Press, 2003, 496 p.
19. Rumyantsev K.E. Priem i obrabotka signalov: ucheb. posobie [Reception and signal processing: textbook]. Moscow: Akademiya, 2004, 528 p.
20. Kolosovskiy E.A. Ustroystva priema i obrabotki signalov: ucheb. posobie [Signal reception and processing devices: textbook]. Moscow: Goryachaya liniya-Telekom, 2007, 456 p.

Статью рекомендовал к опубликованию к.т.н. М.И. Дулин.

Зикий Анатолий Николаевич – Таганрогский научно-исследовательский институт связи; e-mail: zikiy50@mail.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 89185822295; к.т.н.; с.н.с.

Зламан Павел Николаевич – Южный федеральный университет; e-mail: fmymail@mail.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 89185859324; ведущий инженер-конструктор научно-конструкторского бюро моделирующих и управляющих систем.

Помазанов Александр Васильевич – e-mail: avpomazanov@sfedu.ru; к.т.н., доцент кафедры информационной безопасности телекоммуникационных систем.

Zikiy Anatoly Nikolaevich – Taganrog Research Institute of Communications; e-mail: zikiy50@mail.ru; Taganrog, Russia; phone: +79185822295; cand. of eng. sc.; senior researcher.

Zlaman Pavel Nikolaevich – Southern Federal University; e-mail: fmymail@mail.ru; Taganrog, Russia; phone: +79185859324; leading design engineer of the Scientific design bureau of modeling and control system.

Pomazanov Aleksandr Vasilyevich – e-mail: avpomazanov@sfedu.ru; phone: +79515372080; cand. of eng. sc.; associate professor of department of information security of telecommunication systems.

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ РУКОПИСЕЙ

1. Объем статьи должен быть не менее 12 и не более 18 страниц. Формат (А 4). Редактор **Word 7 for Windows**, шрифт Times New Roman, размер 14, интервал 1,5. Авторы представляют в редакцию 1 экз. статьи и идентичный электронный вариант.

2. Названию статьи предшествует индекс УДК, соответствующий заявленной теме.

3. Текст статьи начинается с названия статьи (на русском и английском языках), фамилии, имени и отчества автора (полностью) и снабжается аннотацией на русском и английском языках объемом **не менее 250-300 слов**. В тексте аннотации указывается цель, задачи исследования и краткие выводы. В аннотации **не следует** давать ссылку на номер публикации в списке литературы к статье. После аннотаций приводятся ключевые слова (словосочетания), несущие в тексте основную смысловую нагрузку (на русском и английском языках).

4. В тексте статьи следует использовать минимальное количество таблиц и иллюстраций. Рисунок должен иметь объяснения значений всех компонентов, порядковый номер, название, расположенное под рисунком. В тексте на рисунок дается ссылка. Таблица должна иметь порядковый номер, заголовок, расположенный над ней. Данные таблиц и рисунков не должны дублировать текст. Формулы должны быть набраны **в редакторе формул Word 7 for Windows**.

5. Цитаты тщательно сверяются с первоисточником и визируются автором на обратной стороне последней страницы: "Цитаты и фактический материал сверены". Подпись, дата.

6. Наличие пристатейного библиографического списка на русском и английском языках обязательно. **Ссылок должно быть не менее 20-ти**, из них на зарубежные источники – не менее 35 %. В тексте ссылки должны быть в квадратных скобках.

Примеры оформления литературы: а) для книг: фамилия, инициалы автора(ов), полное название книги, место, год издания, страницы; б) для статей: фамилия и инициалы автора(ов), полное название сборника, книги, газеты, журнала, где опубликована статья, место и год издания (сборника, книги), номер (для журнала), год и дата (для газеты), выпуск, часть (для сборника), страницы, на которых опубликована статья. Иностранная литература оформляется по тем же правилам.

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

7. Рукопись должна быть тщательно вычитана. Редакционная коллегия оставляет за собой право при необходимости сокращать статьи, редактировать и отсылать авторам на доработку.

8. Статьи сопровождаются сведениями об авторе(ах) (фамилия, имя, отчество, ученое звание, должность, место работы, адрес, электронный адрес и номер телефона) на русском и английском языках.

9. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

Адрес журнала в Интернете: <http://izv-tn.tti.sfedu.ru/>.