



№6-2020

ISSN 1999-9429

# ИЗВЕСТИЯ ЮФУ

## ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

- Связь, навигация и радиолокация
- Алгоритмы обработки информации
- Моделирование процессов и систем
- 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

Научно-технический и прикладной журнал

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

Подписной индекс 41970

№ 6 (216). 2020 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**

Каляев И.А. (председатель); Курейчик В.В. (зам. председателя); Курейчик В.М. (зам. председателя); Бородянский И.М. (ученый секретарь); Абрамов С.М.; Агеев О.А.; Бабенко Л.К.; Веселов Г.Е.; Гонкальвес Ж.; Колесников А.А.; Коноплев Б.Г.; Левин И.И.; Макаревич О.Б.; Маркович И.И.; Микрин Е.А.; Никитов С.А.; Обуховец В.А.; Осипов Г.С.; Панатов Г.С.; Панич А.Е.; Петров В.В.; Петровский А.Б.; Пшихопов В.Х.; Редько В.Г.; Румянцев К.Е.; Саламах М.; Солдатов А.В.; Стемпковский А.Л.; Сухинов А.И.; Сысоев В.В.; Тарасов С.П.; Фрадков А.Л.; Хашемипур М.; Чаплыгин Ю.А.; Чердниченко Д.И.; Четверушкин Б.Н.; Чичков Б.Н.

**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.

Подписано к печати . Формат 70×108  $\frac{1}{16}$ . Бумага офсетная.

Офсетная печать. Усл. печ. л. – 19,4. Уч.-изд. л. – 17,5.

Заказ № . Тираж 250 экз.

**Адрес издателя:** 344091, г. Ростов-на-Дону, пр. Стачки, 200/1. Тел. 8(863)2478051.

**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) 247-80-51.

**Адрес редколлегии:** 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, 2020

## СОДЕРЖАНИЕ

### РАЗДЕЛ I. СВЯЗЬ, НАВИГАЦИЯ И РАДИОЛОКАЦИЯ

<b>В.П. Федосов, Д.С. Джамил, С.В. Кучерявенко</b> ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ В КАНАЛЕ 3D WIMAX НА ОСНОВЕ SISO-OFDM И MIMO-OFDM.....	6
<b>Е.В. Волощенко, В.Ю. Волощенко</b> ВОЛНОГРАФ ДЛЯ МОНИТОРИНГА ГИДРОУСЛОВИЙ НА ПРИБРЕЖНОЙ АКВАТОРИИ.....	18
<b>П.А. Дятлов, Б.Х. Кульбикаян</b> ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЫНОСНЫХ ДОПЛЕРОВСКИХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ В ПОЛУАКТИВНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ .....	30
<b>Р.Р. Ибадов, В.П. Федосов, С.Р. Ибадов</b> ВОССТАНОВЛЕНИЕ ДЕФЕКТОВ И СЛЕПОЙ ЗОНЫ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ КАРТОГРАФИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ ДОПЛЕРОВСКОГО ОБУЖЕНИЯ ЛУЧА.....	41
<b>В.Ю. Волощенко, Е.В. Волощенко</b> ТЕХНОЛОГИИ КОМПЛЕКСНОЙ НАВИГАЦИИ БЕСПИЛОТНЫХ ГИДРОСАМОЛЕТОВ НА АКВАТОРИИ ГИДРОАЭРОДРОМА .....	52

### РАЗДЕЛ II. АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

<b>А.О. Корней, Е.Н. Крючкова</b> СЕМАНТИКО-СТАТИСТИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КАТЕГОРИЙ АСПЕКТОВ В ЗАДАЧАХ СЕНТИМЕНТ-АНАЛИЗА .....	66
<b>Н.К. Полуянович, М.Н. Дубяго</b> НЕЙРОСЕТЕВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ЗАДАЧАХ МОНИТОРИНГА ТЕРМОФЛУКТУАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ ПОМЕХ.....	75
<b>С.Г. Буланов</b> КОМПЬЮТЕРНЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА УСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ.....	88
<b>М.Ю. Поленов, Д.А. Иванов</b> МОДИФИЦИРОВАННАЯ РАСПРЕДЕЛЕННАЯ АРХИТЕКТУРА ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ДЛЯ ГЕОИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ .....	99
<b>А.В. Анзина, А.Д. Медведева, Е.А. Емельянов</b> АЛГОРИТМ АВТОМАТИЧЕСКОГО ПОДБОРА МЕР ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ РЕЗУЛЬТАТОВ ОТЧЕТА СКАНЕРА УЯЗВИМОСТИ .....	108
<b>В.А. Буковшин, П.А. Чуб, Д.А. Короченцев, Л.В. Черкесова, Н.В. Болдырихин, О.А. Сафарьян</b> АНАЛИЗ ЗАШИФРОВАННОГО СЕТЕВОГО ТРАФИКА НА ОСНОВЕ ВЫЧИСЛЕНИЯ ЭНТРОПИИ И ПРИМЕНЕНИЯ НЕЙРОСЕТЕВЫХ КЛАССИФИКАТОРОВ.....	117

### РАЗДЕЛ III. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ И СИСТЕМ

<b>А.О. Касьянов</b> МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ ПЕЧАТНОГО ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНОГО АНТЕННОГО ОБТЕКАТЕЛЯ.....	129
<b>С.М. Гушанский, Ю.М. Бородянский, В.С. Погапов</b> РАЗРАБОТКА МИКРОКОМАНД И ОСНОВНЫХ БЛОКОВ АППАРАТНОГО УСКОРИТЕЛЯ КВАНТОВЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ .....	140

<b>В.П. Можайцев, Д.В. Семенихина</b> ОЦЕНКА КОЭФФИЦИЕНТА ЭКРАНИРОВАНИЯ ФЮЗЕЛЯЖЕМ КРИТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ В СОСТАВЕ ВОЗДУШНОГО СУДНА .....	150
<b>А.В. Помазанов, Д.П. Волик, С.С. Шибает</b> АКУСТООПТИЧЕСКИЕ ДЕФЛЕКТОРЫ АКУСТООПТИЧЕСКОГО ЧАСТОТОМЕРА .....	160

#### **РАЗДЕЛ IV. ЭЛЕКТРОНИКА, НАНОТЕХНОЛОГИИ И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ**

<b>Л.А. Дыкина, А.А. Панич, А.В. Скрылёв, Ю.А. Проскорякова</b> ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕНЕРИРУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ НА ОСНОВЕ ЦИРКОНАТА-ТИТАНАТА СВИНЦА С НИЗКИМ СОДЕРЖАНИЕМ ТИТАНА .....	172
<b>О.В. Зацерклянный</b> АЛГОРИТМ ТЕМПЕРАТУРНОЙ КОРРЕКЦИИ ВИБРАЦИОННЫХ ПЛОТНОМЕРОВ .....	179
<b>А.Н. Зикий, А.С. Кочубей</b> ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕТЕРОДИННОГО МОДУЛЯ .....	189
<b>С.В. Малохатко, Е.Ю. Гусев</b> ИССЛЕДОВАНИЕ МАСКИРУЮЩИХ СВОЙСТВ ПЛЕНОК ОКСИДА КРЕМНИЯ ДЛЯ СОЗДАНИЯ КРЕМНИЕВЫХ МЕМБРАН МЕТОДОМ ЖИДКОСТНОГО ТРАВЛЕНИЯ .....	196
<b>О.С. Волуева</b> ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ УРОВНЕМ МЕТАЛЛА В КРИСТАЛЛИЗАТОРЕ МНЛЗ .....	204
<b>А.Ю. Мальхин, А.В. Скрылёв, А.А. Панич</b> ТЕРАПЕВТИЧЕСКИЙ ФОКУСИРУЮЩИЙ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ .....	213

## CONTENT

### SECTION I. COMMUNICATIONS, NAVIGATION, AND RADAR

<b>V.P. Fedosov, J.S. Jameel, S.V. Kucheryavenko</b> TRANSMITTING DATA IN 3D WIMAX CHANNEL BASED ON SISO-OFDM AND MIMO-OFDM.....	6
<b>E.V. Voloshchenko, V.Yu. Voloshchenko</b> THE WAVEGRAPH FOR HYDRO CONDITIONS MONITORING ON THE SHELF WATER AREA .....	19
<b>P.A. Dyatlov, B.K. Kulbikayan</b> OPTIMIZATION OF REMOTE DOPPLER RECEIVER'S PARAMETERS IN SEMI-ACTIVE RADAR SYSTEMS .....	31
<b>R.R. Ibadov, V.P. Fedosov, S.R. Ibadov</b> RESTORATION OF DEFECTS AND BLIND ZONE ON IMAGES OF UNDERLYING SURFACE FOR ONBOARD RADAR SYSTEMS OF MAPPING BASED ON DOPPLER BEAM SHARPENING .....	41
<b>V.Yu. Voloshchenko, E.V. Voloshchenko</b> THE UNMANNED AMPHIBIAN AIRCRAFT'S TECHNOLOGIES OF COMPLEX NAVIGATION IN THE AVIATION WATER AREA.....	53

### SECTION II. INFORMATION PROCESSING ALGORITHMS

<b>A.O. Korney, E.N. Kryuchkova</b> SEMANTIC-STATISTICAL ALGORITHM FOR DETERMINING THE CATEGORIES OF ASPECTS IN THE PROBLEMS OF SENTIMENT ANALYSIS .....	66
<b>N.K. Poluyanovich, M.N. Dubyago</b> NEURAL NETWORK TECHNOLOGIES IN THE TASKS OF MONITORING THERMOFLUCTUATION PROCESSES OF A CABLE LINE TAKING INTO ACCOUNT THE INFLUENCE OF INTERFERENCE .....	75
<b>S.G. Bulanov</b> COMPUTER METHOD FOR ANALYZING THE STABILITY OF DIFFERENTIAL EQUATIONS SYSTEMS .....	89
<b>M.Yu. Polenov, D.A. Ivanov</b> MODIFIED DISTRIBUTED DATA PROCESSING ARCHITECTURE FOR GEOINFORMATION SYSTEMS .....	100
<b>A.V. Anzina, A.D. Medvedeva, E.A. Emelyanov</b> ALGORITHM FOR AUTOMATIC SELECTION OF INFORMATION PROTECTION MEASURES DEPENDING ON THE RESULTS OF THE VULNERABILITY SCANNER REPORT .....	109
<b>V.A. Bukovshin, P.A. Chub, D.A. Koroquentsev, L.V. Cherkesova, N.V. Boldyrikhin, O.A. Safaryan</b> ANALYSIS OF ENCRYPTED NETWORK TRAFFIC BASED ON ENTROPY CALCULATION AND APPLICATION OF NEURAL NETWORK CLASSIFIERS....	118

### SECTION III. PROCESS AND SYSTEM MODELING

<b>A.O. Kasyanov</b> MATHEMATICAL SIMULATION AND CALCULATION OF SCATTERING CHARACTERISTICS IN FREQUENCY SELECTIVE PRINTED ANTENNA RADOME .....	129
<b>S.M. Gushanskiy, Yu.M. Borodyansky, V.S. Potapov</b> DEVELOPMENT OF MICRO-COMMANDS AND BASIC UNITS OF THE HARDWARE ACCELERATOR OF QUANTUM CALCULATIONS .....	140

<b>V.P. Mozhaytsev, D.V. Semenikhina</b> EVALUATION OF THE SHIELDING COEFFICIENT BY CRITICAL SYSTEM FUSELAGE IN THE COMPOSITION OF THE AIRCRAFT .....	151
<b>A.V. Pomazanov, D.P. Volik, S.S. Shibaev</b> THE ACOUSTO-OPTICAL DEFLECTORS OF THE AO CYMOMETER .....	161

#### SECTION IV. ELECTRONICS, NANOTECHNOLOGY AND INSTRUMENTATION

<b>L.A. Dykina, A.A. Panich, A.V. Skrylev, Yu.A. Proskoryakova</b> STUDY OF GENERATING CAPACITY OF PIEZOCERAMIC ELEMENTS BASED ON LEAD ZIRCONATE-TITANATE WITH LOW TITANIUM CONTENT .....	173
<b>O.V. Zatserklyanyi</b> ALGORITHM FOR TEMPERATURE CORRECTION OF VIBRATION DENSITY METERS .....	179
<b>A.N. Zikiy, A.S. Kochubey</b> EXPERIMENTAL STUDY OF THE HETERODYNE MODULE .....	190
<b>S.V. Malohatko, E.Yu. Gusev</b> RESEARCH OF MASKING PROPERTIES OF SILICON OXIDE FILMS FOR SILICON MEMBRANE FABRICATION BY WET ETCHING .....	197
<b>O.S. Volueva</b> RESEARCH AND DESIGN OF THE COMBINED CCM MOLD LEVEL CONTROL SYSTEM .....	204
<b>A.Yu. Malykhin, A.V. Skrylev, A.A. Panich</b> THERAPEUTIC FOCUSING ULTRASOUND TRANSDUCER .....	214

## Раздел I. Связь, навигация и радиолокация

УДК 681.1

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-6-18

**В.П. Федосов, Д.С. Джамил, С.В. Кучерявенко**

### **ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ В КАНАЛЕ 3D WIMAX НА ОСНОВЕ SISO-OFDM И MIMO-OFDM**

*Рассматривается инфраструктура беспроводной мобильной связи с использованием Advanced-WiMAX. Проведен сравнительный анализ пропускной способности мобильных систем для 3D SISO на основе 3D MIMO-модели канала для крупного массива городской застройки. В настоящее время существует заинтересованность в исследовании MIMO и SISO обработки данных при проектировании мобильных систем для работы в трехмерной модели с учетом азимута, так как оценка плоскости высоты для производительности MIMO и SISO систем в 3D-модели канала не требуется. Моделирование битового уровня выполняется для канала в WiMAX, работающего на частоте 2,5 ГГц. Результаты указывают на точность модели 3D-канала, также показана оценка производительности системы 3D-канала. Прогнозируемая высокая пропускная способность для 3D-канала получена при небольших изменениях в параметрах SISO-обработки и низким параметрам пространственной корреляции для случая MIMO. Были проанализировано поведение системы при различных скоростях передвижения мобильных пользователей, эффект сдвига Доплера, несколько путей распространения и затухание сигнала на расстоянии и с увеличением частоты. Измеряется время проведения моделирования при многосекционной модуляции для систем SISO и MIMO. Выявлено отрицательное влияние на помехозащищенность увеличение количества пространственных потоков. Выявлено влияние на помехозащищенность увеличение количества антенн на передатчиках и приемниках.*

*Система «один вход – один выход» (Single Input Single Output – SISO); система «множественный вход – множественный выход» (Multiple Input – Multiple Output – MIMO); вероятность битовых ошибок (Bit Error Rate – BER); мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM); совместимость для микроволнового доступа (Worldwide Interoperability for Microwave Access – WiMAX); многопутность.*

**V.P. Fedosov, J.S. Jameel, S.V. Kucheryavenko**

### **TRANSMITTING DATA IN 3D WIMAX CHANNEL BASED ON SISO-OFDM AND MIMO-OFDM**

*This paper considers infrastructure to wireless mobile communications using Advanced-WiMAX. In this paper, the productivity performance throughput experienced the mobile users is compared in the cases of 3D SISO and 3D MIMO-channel models within a large urban cell. Recently, there has been substantial work and interest to expand MIMO and SISO-processing by taking into consideration in the design the elevation plane in addition to the azimuth dimension, Since the evaluation of elevation MIMO and SISO performance in 3D-channel design is needed. Bit-level simulation is performed for the channel in WiMAX operating at 2.5 GHz. The results indicate the accuracy of the 3D channel model, and the correct estimation of the 3D channel is showed. The difference in higher predicted capacity for the 3D channel model has resulted in the small-scale parameters for the SISO-case and the lower spatial correlation parameters for the MIMO-case. Different mobility speeds, the effect of the Doppler shift, several paths and the signal attenuation at a distance and with increasing frequency has been carried out in this study. Simula-*

*tion runtimes are measured concerning the multi-section modulation types for both systems SISO and MIMO. Noise immunity is adversely affected by an increase in the number of spatial streams. The noise immunity is also affected by the increase in the number of antennas at the transmitters and receivers.*

*Single Input Single Output (SISO); Multiple Input; Multiple Output (MIMO); Bit Error Rate (BER); Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); WiMAX; multipath.*

**Введение.** В беспроводной связи информация может передаваться из одной точки в другую без каких-либо проводных или электрических каналов [1]. Быстрое увеличение числа мобильных пользователей в настоящее время приводит к возникновению общей для человечества проблемы: как можно увеличить скорость передачи данных пользователей [2, 3]. В последние годы мобильной связи уделяется большое внимание из-за растущей потребности в новых приложениях [4]. Мобильные каналы демонстрируют действительно сложные характеристики распространения, такие как высокое затухание, чрезвычайно быстрое замирание из-за скрытых узлов, что приводит к большим потерям пакетов и большим доплеровским разбросам. Повышение пропускной способности и эффективности такой связи представляет значительный интерес как для сообщества исследователей беспроводных сетей, для пользователей и производителей систем мобильной связи [5].

В настоящее время существуют различные группы стандартизации, работающие над определением стандартов для беспроводных приложений: WAVE – беспроводной доступ в автомобильной среде (стандарт IEEE 1609), DSRC – выделенная связь на короткие расстояния (IEEE 802.11p) и Wi-Fi – беспроводная точка доступа (стандарт IEEE 802.11n) – это некоторые из технологий среднего радиуса действия в пределах сотни метров, в которых имеются проблемы в передаче данных в условиях вне прямой видимости распространения [6, 7]. Для развития этого диапазона можно использовать сотовые технологии, такие как WiMAX. WiMAX направлен на сокращение задержек, повышение гибкости спектра, быстрое развертывание и снижение затрат для операторов и конечных пользователей [6, 8]. WiMAX устойчив к мобильным каналам с высоким доплеровским замиранием благодаря своей усовершенствованной схеме оценки 2D-канала на основе пилот-сигнала во временной и частотной области [9].

В развертываниях макросоты для систем 3GPP WiMAX базовая станция (BS) использует массив антенн с кросс-поляризацией, которые линейно разделены по азимуту. Однако типичные антенны BS обычно не состоят из небольшого количества азимутальных антенн [10]. Однако они представляют собой комбинацию многих логических антенных элементов в вертикальном направлении для каждой антенны с логическим азимутом. В последнее время проявился значительный интерес к расширению усиления множественного входа-множественного выхода (MIMO) из азимутального направления в направлении возвышения, поскольку исследования трехмерной природы сотовой среды распространения показали, что существует потенциально важный угловой разброс по высоте на соте базовой станции [11, 12].

Чтобы точно оценить производительность методов MIMO в WiMAX, выполняется трехмерная модель канала, которая точно учитывает углы возвышения лучей. Реализованная модель канала 3D WiMAX проверена и хорошо согласуется со статистикой трассировщика лучей [6, 11]. Предположение о двумерном распространении не работает, когда в некоторых средах имеется значительный разброс в распределении углов места. В таких случаях оценка пропускной способности канала и производительности на уровне системы может привести к неточным результатам. Измеренные трехмерные диаграммы направленности антенн BS (базовой станции) и UE (пользовательского оборудования) макросоты используются при моделировании канала связи [6].

**Моделирование 3D-беспроводного канала.** Для точной оценки производительности систем MIMO в WiMAX разработана трехмерная модель канала, учитывающая углы возвышения лучей. Статистика, связанная с высотами, используется для расширения программной реализации существующих моделей каналов 3D WiMAX. Каналы связи между AP (точками доступа) и UE создаются с использованием общей схемы каналов 3GPP / WiMAX [13, 14]. Схема канала WiMAX – это стохастическая модель, которая требует двух уровней случайности для моделирования различных каналов AP-UE. Первые LSP (крупномасштабные параметры), такие как затухание в тени, коэффициент пропорциональности задержки, потери на трассе и угловой разброс, выбираются случайным образом из табличных функций распределения. Затем SSP (мелкомасштабные параметры), такие как направления прибытия и отправления, выбираются случайным образом в соответствии с табличными функциями распределения, мощностями кластеров, задержками кластеров. Третий уровень случайности также необходим для генерации нескольких реализаций каждого отдельного звена путем выбора различных фаз для разбросов [6]. В трехмерной модели канала реализовано распространение в плоскости азимута и возвышения на основе предсказаний от точки к точке от каждой точки доступа к каждому местоположению UE для каждой конкретной городской ячейки, что позволяет получить более надежную оценку пропускной способности канала и пространственной корреляции. и оценить производительность на системном уровне [6, 11].

Модели распространения каналов показаны на рис. 1 и 2. На рис. 1 анализируются пути распространения между мобильной и базовой станцией в плоскости XZ, где показаны отражения от здания и земли, а также показан прямой путь распространения сигнала. Рис. 2 показывает геометрическую модель в плоскости XY, которая учитывает отражения сигналов от здания и наземных объектов. В работе рассматривается многопутное распространение волн от зданий и от поверхности земли. Модель рассматривает систему связи большого радиуса действия и характеризуется наличием прямого пути LoS (прямой видимости) или отсутствием NLoS (отсутствие прямой видимости).

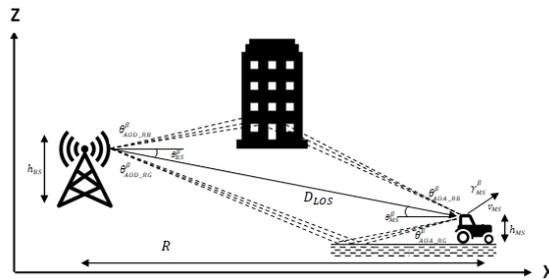


Рис. 1. Модель распространения канала в плоскости XZ

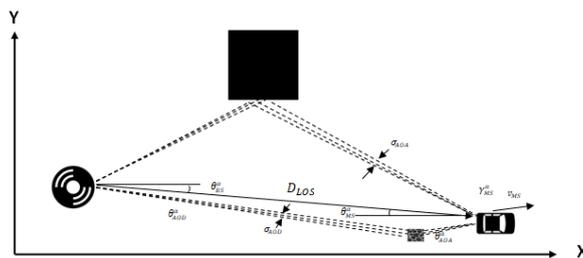


Рис. 2. Модель распространения канала в плоскости XY

Расположение передающей BS (базовой станции) и приемной MS (мобильной станции) задается большим значением высот  $h_{BS}$ ,  $h_{MS}$  и горизонтальным расстоянием  $R$ . Расстояние по горизонтали учитывает положение базовой и мобильной станций на плоскости. На рис. 1 и 2 прямой путь характеризуется значением  $D_{LOS}$ , углы для азимутальной плоскости задаются значениями  $\theta_{BS}^\alpha$  и  $\theta_{MS}^\alpha$ , а углы для плоскости возвышения  $\theta_{BS}^\beta$  и  $\theta_{MS}^\beta$ , которые рассчитываются по известному расстоянию и высоте. Приемник может двигаться относительно передатчика, и это движение описывается вектором скорости  $v_{MS}$ , направление вектора скорости задается углами  $\gamma_{MS}^\alpha$  и  $\gamma_{MS}^\beta$ . Углы излучения сигнала передающей антенны  $\theta_{AOD}^\alpha$ ,  $\theta_{AOD}^\beta$  (AoD, angle-of-departure) и  $\theta_{AOA}^\alpha$ ,  $\theta_{AOA}^\beta$  углы прихода на приемник (AoA, angle-of-arrival), характеризуются случайным значением, которое задается как смещение относительно основного пути. Разброс подпуть относительно основного пути характеризуется значениями  $\sigma_{AOD}$  и  $\sigma_{AOA}$ , и для простоты считаются одинаковыми в обеих плоскостях.

В результате импульсная характеристика многопутного канала может быть описана следующим выражением [15]

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)), \quad (1)$$

где  $a_n(t)$  – изменяющаяся во времени амплитуда  $n$ -го пути,  $\tau_n(t)$  – изменяющаяся во времени задержка распространения сигнала для  $n$ -го пути,  $N$  – количество путей.

Для рассматриваемого 3D канала WiMAX импульсная характеристика будет иметь вид

$$h(t, \tau) = h^{LOS}(t, \tau) + h^{RB}(t, \tau) + h^{RG}(t, \tau), \quad (2)$$

где  $h^{LOS}(t, \tau)$  – компонент, описывающий прямой путь;  $h^{RB}(t, \tau)$  – компонент, описывающий отражение от здания;  $h^{RG}(t, \tau)$  – компонент, описывающий отражение от поверхности земли.

Компоненты формулы (1) описывают все составляющие сигналов, приходящих на прямой путь и пути отражения. Каждый компонент, помимо прямого пути, содержит  $n$  отраженных сигналов. Количество отраженных сигналов зависит от расстояния и количества зданий городской ячейки между приемником и передатчиком. Ситуация усложняется, если мобильная станция начинает двигаться относительно базовой станции. Это приводит к добавлению доплеровского сдвига частоты к компонентам многолучевого распространения.

Математическое представление прямого пути записывается как высота прямой видимости  $h_{s,u,n}^{RB}(t, \tau)$  [16, 17]

$$\begin{aligned} h_{s,u}^{LOS}(t, \tau) = & \sqrt{\frac{K}{K+1}} \cdot \sqrt{G_{BS}(\theta_{BS}^\alpha, \theta_{BS}^\beta)} \cdot \sqrt{G_{MS}(\theta_{MS}^\alpha, \theta_{MS}^\beta)} \cdot L_S(D_{LOS}) \cdot L_A(D_{LOS}) \cdot \\ & \delta(\tau - \tau_{LOS}) \exp(jkd_{BS}^1 \sin(\theta_{BS}^\alpha)) \exp(jkd_{BS}^2 \sin(\theta_{BS}^\beta)) \times \\ & \exp(jkd_{MS}^1 \sin(\theta_{MS}^\alpha)) \exp(jkd_{MS}^2 \sin(\theta_{MS}^\beta)) \times \\ & \exp(jK[v_{BS} \cos(\theta_{BS}^\alpha - \gamma_{BS}^\alpha) \cos(\theta_{BS}^\beta - \gamma_{BS}^\beta) + \\ & v_{MS} \cos(\theta_{MS}^\alpha - \gamma_{MS}^\alpha) \cos(\theta_{MS}^\beta - \gamma_{MS}^\beta)]t), \end{aligned} \quad (3)$$

где  $K$  – коэффициент Райса;  $s$  – количество антенных элементов базовой станции;  $u$  – количество антенных элементов мобильной станции;  $d_{BS}^1$  – расстояние между элементами антенн базовой станции в горизонтальной плоскости;  $d_{BS}^2$  – расстояние между элементами антенн базовой станции в вертикальной плоскости;  $d_{MS}^1$  – рас-

стояние между элементами мобильной станции мобильной станции в горизонтальной плоскости;  $d_{MS}^2$  – расстояние между элементами мобильной станции мобильной станции в вертикальной плоскости;  $L_s(D)$  – потери при распространении волны [18];  $G_{BS}(\theta^\alpha, \theta^\beta)$  – коэффициент усиления передающей антенны в направлении отражателей;  $G_{MS}(\theta_{MS}^\alpha, \theta_{MS}^\beta)$  – коэффициент усиления приемной антенны мобильной станции.

Компоненты, описывающие отражение от зданий и поверхности земли, могут быть представлены как [19, 20]  $h^{RB}(t, \tau)$  – компонент, описывающий отражение от здания:

$$h_{s,u,n}^{RB}(t, \tau) = \sqrt{\frac{1}{K+1}} \cdot L_s(D_n) \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot \sum_{m=1}^M \sqrt{\frac{G_{BS}(\theta_{AOD_{RB,n,m}}^\alpha, \theta_{AOD_{RB,n,m}}^\beta)}{G_{MS}(\theta_{AOA_{RB,n,m}}^\alpha, \theta_{AOA_{RB,n,m}}^\beta)}} \times \\ \xi_{n,m} \varphi_{n,m} \exp(jkd_{BS}^1 \sin(\theta_{AOD_{RB,n,m}}^\alpha)) \exp(jkd_{BS}^2 \sin(\theta_{AOD_{RB,n,m}}^\beta)) \times \\ \exp(jkd_{MS}^1 \sin(\theta_{AOA_{RB,n,m}}^\alpha)) \exp(jkd_{MS}^2 \sin(\theta_{AOA_{RB,n,m}}^\beta)) \times \\ \exp(jK[v_{BS} \cos(\theta_{AOD_{RB,n,m}}^\alpha - \gamma_{BS}^\alpha) \cos(\theta_{AOD_{RB,n,m}}^\beta - \gamma_{BS}^\beta) + \\ v_{MS} \cos(\theta_{AOA_{RB,n,m}}^\alpha - \gamma_{MS}^\alpha) \cos(\theta_{AOA_{RB,n,m}}^\beta - \gamma_{MS}^\beta)]t), \quad (4)$$

$h^{RG}(t, \tau)$  – компонент, описывающий отражение от поверхности земли:

$$h_{s,u,n}^{RG}(t, \tau) = \sqrt{\frac{1}{K+1}} \cdot L_s(D_n) \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot \sum_{m=1}^M \sqrt{\frac{G_{BS}(\theta_{AOD_{RG,n,m}}^\alpha, \theta_{AOD_{RG,n,m}}^\beta)}{G_{MS}(\theta_{AOA_{RG,n,m}}^\alpha, \theta_{AOA_{RG,n,m}}^\beta)}} \times \\ \xi_{n,m} \varphi_{n,m} \exp(jkd_{BS}^1 \sin(\theta_{AOD_{RG,n,m}}^\alpha)) \exp(jkd_{BS}^2 \sin(\theta_{AOD_{RG,n,m}}^\beta)) \times \\ \exp(jkd_{MS}^1 \sin(\theta_{AOA_{RG,n,m}}^\alpha)) \exp(jkd_{MS}^2 \sin(\theta_{AOA_{RG,n,m}}^\beta)) \times \\ \exp(jK[v_{BS} \cos(\theta_{AOD_{RG,n,m}}^\alpha - \gamma_{BS}^\alpha) \cos(\theta_{AOD_{RG,n,m}}^\beta - \gamma_{BS}^\beta) + \\ v_{MS} \cos(\theta_{AOA_{RG,n,m}}^\alpha - \gamma_{MS}^\alpha) \cos(\theta_{AOA_{RG,n,m}}^\beta - \gamma_{MS}^\beta)]t). \quad (5)$$

где  $\xi_{n,m}$  – амплитуда сигнала от макроотражателей,  $\varphi_{n,m}$  – фаза сигнала от макроотражателей.

Поскольку в модели местоположение локальных объектов назначается случайным образом между передатчиком и приемником, время распространения сигнала рассчитывается на основе сгенерированного местоположения базовой станции, мобильной станции и абонентов со случайными координатами.

**Результаты моделирования.** Для каждой пары передающей и приемной антенн выбрана несущая частота 2,5 ГГц и полоса пропускания 20 МГц, что обеспечивает умеренное затухание сигнала для выбранного диапазона беспроводной связи. Расстояние и высота расположения базовой и мобильной станций выбираются из предполагаемой работы системы связи в зоне с высотой застройки до 100 м и дальностью застроенного массива около 25 км. Предполагается, что базовая станция неподвижна и занимает фиксированное положение, в то время как мобильная станция движется с определенной постоянной скоростью. Исходные данные для моделирования представлены в табл. 1.

Таблица 1

## Параметры моделирования канала

Параметр	Значение	Параметр	Значение
Несущая частота (f)	2,5 ГГц	$G_{BS}$	1
$f_n$	20 МГц	$G_{MS}$	1
$h_{BS}$	50 м	$V_{BS}$	0 м / с
$h_{MS}$	5 м.	$V_{MS}$	30 км / с
R	4,5 км	LoS	да
№ подпути (M)	20	Скорость (с)	$3 \cdot 10^8$ м/с
Количество BS ( $N_{TX}$ )	1	$d_{BS}$	0 м
Количество MS ( $N_{RX}$ )	1	$d_{MS}$	0 м
температура погоды (t)	16 ° с	$\sigma_{AoD}$	5°
Количество путей (N)	7	$\sigma_{AoA}$	35°

В модели учитываются все узлы системы SISO-OFDM. Моделирование позволяет анализировать работу отдельных узлов системы при заданных параметрах; в результате мы получаем вероятностные характеристики, которые зависят от нескольких случайных параметров для каждого эксперимента. К основным вероятностным характеристикам системы относится вероятность ошибки в битах, которая рассчитывается как отношение количества ошибочно принятых битов к общему количеству для данного отношения сигнал/помеха (SNR) [21–25].

$$BER = \frac{N_{erro}}{N_{total}}, \quad (6)$$

где  $N_{erro}$  – количество ошибочно принятых битов,  $N_{total}$  – общее количество принятых битов.

Чтобы оценить эффективность разработанных алгоритмов для системы SISO-OFDM, необходимо провести несколько экспериментов.

1. Построить вероятностные характеристики рассматриваемых систем BER для различных типов модуляции.
2. Построить вероятностные характеристик систем SISO-OFDM и MIMO-OFDM.
3. Построить зависимость BER, используя бесшумное кодирование.

При моделировании предполагается, что канал является стационарным в течение одного кадра символа OFDM, как пилотного, так и информационного (для следующего кадра вычисления повторяются). Параметры канала будут аналогичны тем, которые используются при моделировании характеристик канала (табл. 1). Параметры сигнала OFDM будут соответствовать значениям, представленным в табл. 2, в которой количество поднесущих, равное 1024, выбрано с шириной полосы сигнала 2,5 ГГц. Результирующая длительность всего кадра символов OFDM составит 0,41 мкс, а длительность циклического префикса будет выбрана равной 1/4 длительности сигнала, что позволит избежать межсимвольных помех, согласно полученной максимальной задержке сигнала в канале при моделировании.

Таблица 2

### Параметры OFDM сигнала

Параметр	Значение
Общее количество поднесущих	1024
Продолжительность защитного интервала	1/4
Несущая частота	2,5 ГГц
Пропускная способность	20 МГц
Продолжительность символа OFDM	0,41 мкс
Количество пилот-сигналов	150

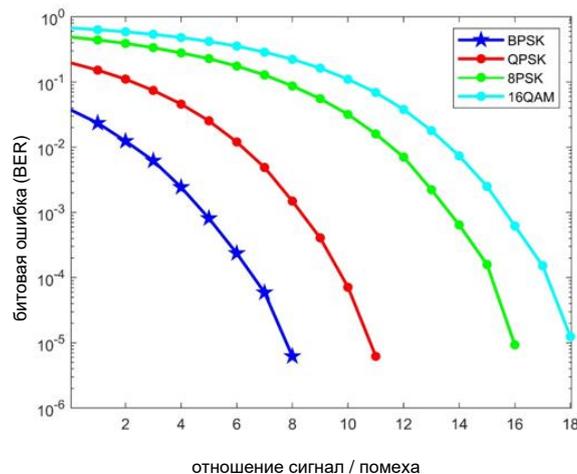


Рис. 3. Вероятность системной битовой ошибки SISO-OFDM для различных типов модуляции в зависимости от отношений сигнал/помеха в дБ

В качестве исходных данных для моделирования используются данные табл. 1 и табл. 2. Построим зависимость вероятности BER от SNR для различных типов модуляции для системы SISO-OFDM (рис. 3). Этот рисунок наглядно демонстрирует, как влияет увеличение скорости передачи на вероятность битовой ошибки в зависимости от помеховой среды и типа модуляции: с увеличением отношения сигнал/помеха наименьшую ошибку дает применение модуляции BPSK, а наибольшая ошибка BER выявляется при использовании модуляции 16QAM.

Помехозащищенность канала и типы цифровой модуляции, представленные в эксперименте, можно увидеть, если мы рассмотрим совокупность сигналов после демодуляции сигналов в приемнике. На рис. 4 и 5 показаны сигнальные созвездия принятых сигналов после демодуляции одного символа OFDM при отношении сигнал/помеха 6 дБ и 14 дБ соответственно. Из рисунков видно, что для одного и того же отношения сигнал/помеха вероятность правильного распознавания символа в созвездии увеличивается с уменьшением возможных значений длины вектора на комплексной плоскости созвездия. При отношении сигнал/помеха 6 дБ для схем модуляции BPSK и QPSK вероятность ошибки, если она не равна нулю, очень мала, в то время как для 8-PSK и 16-QAM вероятность ошибки высока, и демодуляция информации невозможна. При отношении сигнал/помеха 14 дБ для BPSK и QPSK ошибка BER близка к нулю, а для 8-PSK и 16-QAM ошибка BER значительно уменьшается, и становится возможной демодуляция принятых данных.

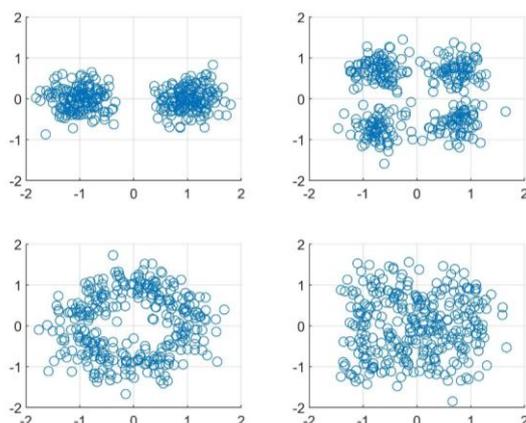


Рис. 4. Сигнальное созвездие при отношении сигнал/помеха 6 дБ

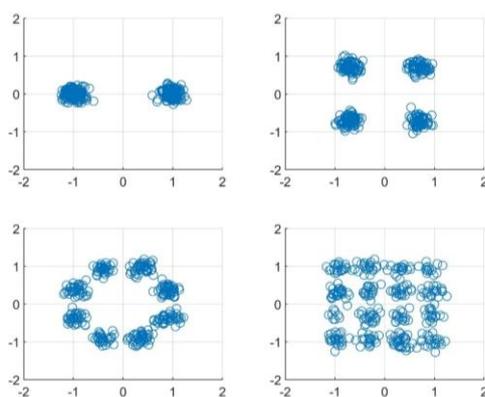


Рис. 5. Сигнальное созвездие с отношением сигнал/помеха 14 дБ

Таблица 3

**Вероятность ошибки системы SISO для рассматриваемых модуляций при отношении сигнал/помеха 6 дБ и 10 дБ**

Тип модуляции	BER	
	отношение сигнал/помеха 6 дБ	отношение сигнал/помеха 10 дБ
BPSK	$5,4 \cdot 10^{-4}$	0
QPSK	$2,4 \cdot 10^{-2}$	$7,7 \cdot 10^{-5}$
8-PSK	$2,2 \cdot 10^{-1}$	$5,2 \cdot 10^{-2}$
16-QAM	$4,2 \cdot 10^{-1}$	$1,6 \cdot 10^{-1}$

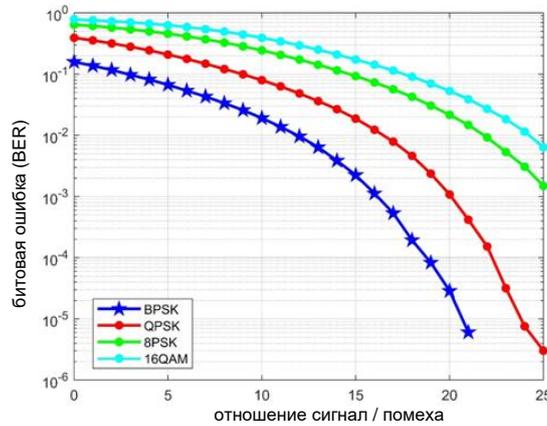
В табл. 3 показано, что вероятность ошибки для BPSK и 16-QAM отличается не более чем на 3 порядка с отношением сигнал/помеха 6 дБ, а скорость передачи данных на поднесущих, использующих эти типы модуляции, отличается всего в 4 раза. Это позволяет сделать вывод о том, что система SISO-OFDM чувствительна к выбранному закону модуляции поднесущей, и увеличение скорости передачи за счет использования многосекционных типов модуляции приводит к значительному уве-

личению битовой ошибки. Для систем MIMO (два канала) ситуация несколько иная, поскольку графики вероятности BER при увеличении отношения сигнал/помеха уменьшаются быстрее, чем ошибки для SISO-системы. В табл. 4 показаны вероятности битовых ошибок при отношении сигнал/помеха 10 дБ и 20 дБ.

Таблица 4

**Вероятность ошибки системы MIMO для рассматриваемых модуляций при отношении сигнал/помеха 10 дБ и 20 дБ**

Тип модуляции	BER	
	отношение сигнал/помеха 10 дБ	отношение сигнал/помеха 20 дБ
BPSK	$2,5 \cdot 10^{-2}$	$8,3 \cdot 10^{-5}$
QPSK	$9,9 \cdot 10^{-2}$	$2,3 \cdot 10^{-3}$
8-PSK	$2,8 \cdot 10^{-1}$	$3,0 \cdot 10^{-2}$
16-QAM	$4,4 \cdot 10^{-1}$	$7,0 \cdot 10^{-2}$



*Рис. 6. Вероятность битовой ошибки системы MIMO-OFDM для различных типов модуляции в зависимости от отношений сигнал/помеха в дБ*

Сопоставление рис. 3 и 6 позволяет сделать вывод, что увеличение количества пространственных потоков отрицательно скажется на помехозащищенности. Поэтому требуется рассмотреть, как увеличение количества передающих и приемных антенн MIMO повлияет на помехоустойчивость системы мобильной связи. В этом случае рассматриваются только системы с одинаковым количеством антенн на обоих концах беспроводной системы.

**Заключение.** В статье представлена разработанная 3D-модель канала WiMAX для беспроводных систем передачи данных с использованием модуляции SISO и MIMO (два канала) на основе изображений распространения канала 3GPP при наличии нескольких трактов, влияние эффекта Доплера (в результате движения мобильной станции), ослабление сигнала на расстоянии с различными настройками частоты, влияние характеристик приемной и передающей антенны. В результате моделирования проверена работоспособность 3D-модели системы связи и можно сделать вывод, что системы SISO-OFDM и MIMO-OFDM чувствительны к выбранному типу модуляции и количеству передающих и приемных антенн. При числе антенн в передатчике и приемнике, равном 2, пропускная способ-

ность для MIMO-системы возрастает в 2 раза, возрастает также в 2 раза мощность сигнала в антенне передатчика, но увеличивается дисперсия шумов в приемнике и тоже в два раза. Следующим шагом в исследовании 3D-модели будет применение адаптации мобильной и базовой систем радиосвязи [26], обеспечивающих пространственную фильтрацию для выбора пути распространения сигнала по максимальному отношению сигнал/помеха, что, однако, сопровождается усложнением антенных систем.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Sarangi A.K., and Datta A.* Capacity Comparison of SISO, SIMO, MISO & MIMO Systems // Book Capacity Comparison of SISO, SIMO, MISO & MIMO Systems (IEEE, 2018, edn.). – P. 798-801.
2. *Mondal B., Thomas T.A., Visotsky E., Vook F.W., Ghosh A., Nam Y.-H., Li Y., Zhang J., Zhang M., and Luo Q.* 3D channel model in 3GPP // IEEE Communications Magazine. – 2015. – Vol. 53 (3). – P. 16-23
3. *Fedosov V., Legin A., Lomakina A.* Adaptive algorithm based on antenna arrays for radio communication systems // Serbian Journal of Electrical Engineering. – 2017. – Vol. 14, No. 3. – P. 301-312.
4. *Fernández-Caramés T.M., González-López M., Escudero C.J., and Castedo L.* Performance evaluation of multiple-antenna IEEE 802.11 p transceivers using an FPGA-based MIMO vehicular channel emulator // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. – 2012. – 2012 (1). – P. 215.
5. *Fedosov V., Legin A., Lomakina A.* Adaptive algorithm for data transmission in wireless channels based on MIMO-OFDM technique // Conference Proceedings - 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW 2017. – 2017. – P. 218-221.
6. *Thota J., Almesaeed R., Doufexi A., Armour S., and Nix A.R.* Infrastructure to Vehicle Throughput Performance in LTE-A Using 2D and 3D 3GPP/ITU Channel Models // Book Infrastructure to Vehicle Throughput Performance in LTE-A Using 2D and 3D 3GPP/ITU Channel Models (IEEE, 2015, edn.). – P. 1-5.
7. *Javadi M., Habib S., and Hannan M.*: Survey on inter-vehicle communication applications // Current trends and challenges // Information Technology Journal. – 2013. – No. 12 (2). – P. 243-250.
8. *Федосов В.П., Ковтун Д.Г., Легин А.А., Ломакина А.В.* Исследование модели OFDM-сигнала с малым уровнем внеполосного излучения // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – № 11 (172). – С. 6-16.
9. *Fedosov V., Lomakina A., Legin A., and Voronin V.* Modeling of systems wireless data transmission based on antenna arrays in underwater acoustic channels // Book Modeling of systems wireless data transmission based on antenna arrays in underwater acoustic channels (International Society for Optics and Photonics, 2016, edn.). – P. 98720G.
10. *Федосов В.П., Легин А.А., Ломакина А.В.* Алгоритмы, основанные на технологии MIMO-OFDM, для реализации цифрового гидроакустического канала связи // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – № 7 (168). – С. 148-158.
11. *Almesaeed R., Ameen A.S., Doufexi A., Dahnoun N., and Nix A.R.* A comparison study of 2D and 3D ITU channel model // Book A comparison study of 2D and 3D ITU channel model (IEEE, 2013, edn.). – P. 1-7.
12. *Thomas T.A., Vook F.W., Mellios E., Hilton G.S., Nix A.R., and Visotsky E.* 3D extension of the 3GPP/ITU channel model // Book 3D extension of the 3GPP/ITU channel model (IEEE, 2013, edn.). – P. 1-5.
13. *Series M.*: Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced // Report ITU. – 2009. – Vol. 638. – P. 1-72.
14. *Isa A.A.M., Othman M., Johal M., Isa M., Zin M., Haron N., Zakaria Z., and Ibrahim M.* Enhanced location estimation with a single base station in WiMAX network // Book Enhanced location estimation with a single base station in WiMAX network (IEEE, 2014, edn.). – P. 1-6.

15. *Cho Y.S., Kim J., Yang W.Y., and Kang C.G.* MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB // John Wiley & Sons. – 2010.
16. *Fedosov V., Lomakina A., Legin A., and Voronin V.* Three-dimensional model of hydro acoustic channel for research MIMO systems // Book Three-dimensional model of hydro acoustic channel for research MIMO systems (International Society for Optics and Photonics, 2017, edn.). – P. 101860W.
17. *Ademaj F., Taranetz M., and Rupp M.* 3GPP 3D MIMO channel model: A holistic implementation guideline for open source simulation tools // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. – 2016. – 2016, (1). – P. 55.
18. *Khan M.W., Zhou Y., and Xu G.* Modeling of acoustic propagation channel in underwater wireless sensor networks // Book Modeling of acoustic propagation channel in underwater wireless sensor networks (IEEE, 2014, edn.). – P. 586-590.
19. *Zajic A.G.* Statistical modeling of MIMO mobile-to-mobile underwater channels // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2011. – Vol. 60 (4). – P. 1337-1351
20. *Zhang L., Liu J., Liu K., and Zhou Y.* On the 3D beamforming and proactive cell shaping with 3GPP 3D channel model // Book on the 3D beamforming and proactive cell shaping with 3GPP 3D channel model (IEEE, 2014, edn.). – P. 688-693.
21. *Федосов В.П., Муравицкий Н.С.* Адаптивная приемная антенная решетка для обработки пространственно-временных сигналов в MIMO-системе беспроводной передачи данных // Антенны. – 2011. – № 8 (171). – С. 35-43.
22. *Fedosov V.P., Lomakina A.V., Legin A.A., Voronin V.V.* Three-dimensional model of hydro acoustic channel for research MIMO systems // Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering. 9. Сер. "Ocean Sensing and Monitoring IX" 2017. – С. 101860W.
23. *Kucheryavenko A., Fedosov V.* Model of multicomponent micro-Doppler signal in environment MATLAB // MATEC Web of Conferences. – 2017. – P. 05008.
24. *Рыжов В.П., Федосов В.П.* Многопользовательское пространственно-временное кодирование и декодирование в системе связи на основе антенных решеток // Излучение и рассеяние электромагнитных волн ИРЭМВ-2003: Тр. Международной научной конференции. – 2003. – С. 271-275.
25. *Ahmadi S.* Mobile WiMAX: A systems approach to understanding IEEE 802.16 m radio access technology. – Academic Press, 2010.
26. *Fedosov V., Legin A.* Wireless Data Transmission in Underwater Hydroacoustic Environment Based on MIMO-OFDM System and Application Adaptive Algorithm at the Receiver Side // Serbian journal of electrical engineering. – February 2019. – Vol. 16, No. 1. – P. 71-83.

## REFERENCE

1. *Sarangi A.K., and Datta A.* Capacity Comparison of SISO, SIMO, MISO & MIMO Systems, *Book Capacity Comparison of SISO, SIMO, MISO & MIMO Systems (IEEE, 2018, edn.)*, pp. 798-801.
2. *Mondal B., Thomas T.A., Visotsky E., Vook F.W., Ghosh A., Nam Y.-H., Li Y., Zhang J., Zhang M., and Luo Q.* 3D channel model in 3GPP, *IEEE Communications Magazine*, 2015, Vol. 53 (3), pp. 16-23
3. *Fedosov V., Legin A., Lomakina A.* Adaptive algorithm based on antenna arrays for radio communication systems, *Serbian Journal of Electrical Engineering*, 2017, Vol. 14, No. 3, pp. 301-312.
4. *Fernández-Caramés T.M., González-López M., Escudero C.J., and Castedo L.* Performance evaluation of multiple-antenna IEEE 802.11 p transceivers using an FPGA-based MIMO vehicular channel emulator, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2012, 2012 (1), pp. 215.
5. *Fedosov V., Legin A., Lomakina A.* Adaptive algorithm for data transmission in wireless channels based on MIMO-OFDM technique, *Conference Proceedings - 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW 2017*, 2017, pp. 218-221.
6. *Thota J., Almesaeed R., Doufexi A., Armour S., and Nix A.R.* Infrastructure to Vehicle Throughput Performance in LTE-A Using 2D and 3D 3GPP/ITU Channel Models, *Book Infrastructure to Vehicle Throughput Performance in LTE-A Using 2D and 3D 3GPP/ITU Channel Models (IEEE, 2015, edn.)*, pp. 1-5.

7. Javadi M., Habib S., and Hannan M.: Survey on inter-vehicle communication applications, *Current trends and challenges, Information Technology Journal*, 2013, No. 12 (2), pp. 243-250.
8. Fedosov V.P., Kovtun D.G., Legin A.A., Lomakina A.V. Issledovanie modeli OFDM-signala s malym urovnem vnepolosnogo izlucheniya [Study of an OFDM signal model with a low level of out-of-band radiation], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2015, No. 11 (172), pp. 6-16.
9. Fedosov V., Lomakina A., Legin A., and Voronin V. Modeling of systems wireless data transmission based on antenna arrays in underwater acoustic channels, *Book Modeling of systems wireless data transmission based on antenna arrays in underwater acoustic channels (International Society for Optics and Photonics, 2016, edn.)*, pp. 98720G.
10. Fedosov V.P., Legin A.A., Lomakina A.V. Algoritmy, osnovannyye na tekhnologii MIMO-OFDM, dlya realizatsii tsifrovogo gidroakusticheskogo kanala svyazi [Algorithms based on the MIMO-OFDM technology for the implementation of a digital hydroacoustic communication channel], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2015, No. 7 (168), pp. 148-158.
11. Almesaeed R., Ameen A.S., Doufexi A., Dahnoun N., and Nix A.R. A comparison study of 2D and 3D ITU channel model, *Book A comparison study of 2D and 3D ITU channel model (IEEE, 2013, edn.)*, pp. 1-7.
12. Thomas T.A., Vook F.W., Mellios E., Hilton G.S., Nix A.R., and Visotsky E. 3D extension of the 3GPP/ITU channel model, *Book 3D extension of the 3GPP/ITU channel model (IEEE, 2013, edn.)*, pp. 1-5.
13. Series M.: Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced, *Report ITU*, 2009, Vol. 638, pp. 1-72.
14. Isa A.A.M., Othman M., Johal M., Isa M., Zin M., Haron N., Zakaria Z., and Ibrahim M. Enhanced location estimation with a single base station in WiMAX network, *Book Enhanced location estimation with a single base station in WiMAX network (IEEE, 2014, edn.)*, pp. 1-6.
15. Cho Y.S., Kim J., Yang W.Y., and Kang C.G. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB, *John Wiley & Sons*, 2010.
16. Fedosov V., Lomakina A., Legin A., and Voronin V. Three-dimensional model of hydro acoustic channel for research MIMO systems, *Book Three-dimensional model of hydro acoustic channel for research MIMO systems (International Society for Optics and Photonics, 2017, edn.)*, pp. 101860W.
17. Ademaj F., Taranetz M., and Rupp M. 3GPP 3D MIMO channel model: A holistic implementation guideline for open source simulation tools, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2016, 2016, (1), pp. 55.
18. Khan M.W., Zhou Y., and Xu G. Modeling of acoustic propagation channel in underwater wireless sensor networks, *Book Modeling of acoustic propagation channel in underwater wireless sensor networks (IEEE, 2014, edn.)*, pp. 586-590.
19. Zajic A.G. Statistical modeling of MIMO mobile-to-mobile underwater channels, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, Vol. 60 (4), pp. 1337-1351.
20. Zhang L., Liu J., Liu K., and Zhou Y. On the 3D beamforming and proactive cell shaping with 3GPP 3D channel model, *Book on the 3D beamforming and proactive cell shaping with 3GPP 3D channel model (IEEE, 2014, edn.)*, pp. 688-693.
21. Fedosov V.P., Muravitskiy N.S. Adaptivnaya priemnaya antennaya reshetka dlya obrabotki prostranstvenno-vremennykh signalov v MIMO-sisteme besprovodnoy peredachi dannykh [Adaptive receiving antenna array for processing space-time signals in a MIMO-system for wireless data transmission], *Antenny* [Antenna], 2011, No. 8 (171), pp. 35-43.
22. Fedosov V.P., Lomakina A.V., Legin A.A., Voronin V.V. Three-dimensional model of hydro acoustic channel for research MIMO systems, *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering. 9. Ser. "Ocean Sensing and Monitoring IX" 2017*, pp. 101860W.
23. Kucheryavenko A., Fedosov V. Model of multicomponent micro-Doppler signal in environment MATLAB, *MATEC Web of Conferences* 2017, pp. 05008.
24. Ryzhov V.P., Fedosov V.P. Mnogopol'zovatel'skoe prostranstvenno-vremennoe kodirovanie i dekodirovanie v sisteme svyazi na osnove antennykh reshetok [Multi-user space-time coding and decoding in a communication system based on antenna arrays], *Izlučenje i rasseyaniye elektromagnitnykh voln IREMV-2003: Tr. Mezhdunarodnoy nauchnoy konferentsii* [Radiation and scattering of electromagnetic waves IREMV-2003: Proceedings of the International Scientific Conference], 2003, pp. 271-275.

25. *Ahmadi S.* Mobile WiMAX: A systems approach to understanding IEEE 802.16 m radio access technology. Academic Press, 2010.
26. *Fedosov V., Legin A.* Wireless Data Transmission in Underwater Hydroacoustic Environment Based on MIMO-OFDM System and Application Adaptive Algorithm at the Receiver Side, *Serbian journal of electrical engineering*, February 2019, Vol. 16, No. 1, pp. 71-83.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор В.И. Марчук.

**Федосов Валентин Петрович** – Южный федеральный университет; e-mail: vpfedosov@sfedu.ru, 347928, г. Таганрог, ул. Некрасовский, 44; тел.: +78634371632; кафедра теоретических основ радиотехники; профессор.

**Джалил Садун Джамил** – e-mail: jaleel.s.jameel@gmail.com; кафедра теоретических основ радиотехники; аспирант.

**Кучерявенко Светлана Валентиновна** – e-mail: svkucheryavenko@sfedu.ru, кафедра теоретических основ радиотехники; доцент.

**Fedosov Valentin Petrovich** – Southern Federal University; e-mail: vpfedosov@sfedu.ru; 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371632; the department of theoretical foundations of radio engineering; professor.

**Jaleel Sadoon Jameel** – e-mail: jaleel.s.jameel@gmail.com; the department of theoretical foundations of radio engineering; postgraduate student.

**Kucheryavenko Svetlana Valentinovna** – e-mail: svkucheryavenko@sfedu.ru, the department of theoretical foundations of radio engineering; associate professor.

УДК 656.7, 681.88

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-18-30

**Е.В. Волощенко, В.Ю. Волощенко**

### **ВОЛНОГРАФ ДЛЯ МОНИТОРИНГА ГИДРОУСЛОВИЙ НА ПРИБРЕЖНОЙ АКВАТОРИИ**

*Рассмотрены физические принципы функционирования гидроакустического волнографа, являющегося средством для измерения гидроусловий на акватории летнего бассейна. Устройство включает в себя каналы как измерения параметров морского волнения в режиме волнографа методом «обращенного» эхолота, так и обработки доплеровской информации для поиска генерального направления распространения поверхностной ветровой волны за счет наклонного эхозондирования взволнованной границы раздела со стороны дна акватории. Отличительной особенностью волнографа использование донного приемоизлучающего антенного устройства оригинальной конструкции, позволяющего осуществлять одновременное функционирование обоих каналов, причем, на нескольких рабочих ультразвуковых сигналах за счет использования эффектов нелинейной акустики – самовоздействия и самодемодуляции. Например, вследствие эффекта самовоздействия спектр зондирующего сигнала с частотой  $f$  «обогащается» высшими гармоническими составляющими с частотами  $2f, 3f, \dots, nf$ , где  $n$  – номер гармоники, для которых ультразвуковые поля имеют особенности – угловая ширина основного лепестка характеристики направленности в режиме излучения для каждой последующей гармоники меньше, а уровень бокового поля – ниже. Устройство может обеспечивать регистрацию параметров морского волнения (направление бега волн, высота и длина волны, период волнения) в течение длительного времени с высокой точностью, надежностью и стабильностью, что делает его перспективным для использования в составе эталонных систем.*

*Гидроакустический волнограф; нелинейная акустика.*

E.V. Voloshchenko, V.Yu. Voloshchenko

### THE WAVEGRAPH FOR HYDRO CONDITIONS MONITORING ON THE SHELF WATER AREA

*The physical principles of the hydroacoustic wavegraph's operation, which is the facility for measuring of hydro conditions on the seadrome's aviation water area, are considered. The device includes channels for both measuring the parameters of sea waves in the wave recorder mode by the "inverted" echo sounder method and processing Doppler information to search for the general direction of propagation of the surface wind wave due to oblique echo sounding of the agitated interface from the bottom of the water area. A distinctive feature of the wave recorder is the use of a bottom receiving-emitting antenna assembly of an original design, which allows the simultaneous operation of both channels, moreover, on several working ultrasonic signals due to the use of nonlinear acoustics effects - self-action and self-demodulation. For example, due to the effect of self-action, the spectrum of the probing signal with a frequency is "enriched" with higher harmonic components with frequencies, where is the number of harmonics for which ultrasonic fields have features - the angular width of the main lobe of the directivity characteristic in the radiation mode for each subsequent harmonic is less, and the level of the side field - below. The device can provide registration of sea waves parameters (direction of wave movement, height and wavelength, wave period) for a long time with high accuracy, reliability and stability, which makes it promising for use as part of reference systems.*

*The acoustic sea wavegraph; the underwater nonlinear acoustics.*

**Введение.** Гидросамолеты (ГС) позволяют решать специфические задачи за счет способности при заданном морском волнении и ветре к безопасному нахождению на плавучем, маневрированию на воде, взлету с воды и посадке на воду, т.е. их мореходности. Воздействие ветра на водную поверхность заключается в том, что он создает на ее поверхности давление в направлении своего движения, причем, поверхностное волнение моря может проявляться как мельчайшая рябь («капиллярные волны» с длиной менее 2 см), так и в виде длиннопериодных гравитационных волн (колебания вверх и вниз масс воды относительно среднего уровня моря) [1]. При предварительном проектировании самолетов морской авиации используется взаимосвязь мореходности ГС по ветровой гравитационной волне, его взлетной массы и взлетной (посадочной) скорости [2]

$$h = A \times m_0^{0,67} / V_B^2, \quad (1)$$

где  $h$  – мореходность, т.е. высота ветровой волны, преодолеваемой самолетом, м;  $m_0$  – взлетная или стартовая масса ГС, т;  $V_B$  – взлетная скорость, км/ч;  $A$  – коэффициент (для винтовых самолетов 3960, для реактивных 4360). Величина мореходности  $h$ , являющаяся функцией территориально-климатических условий эксплуатации проектируемого ГС, рассчитывается на основе эмпирических данных [3–5] о параметрах морского волнения, которые, однако, были получены с применением недостаточно точного оборудования [6–8]. В настоящее время для измерения высоты волны и периода морского волнения используется ультразвуковой (УЗ) эхометод, в котором используется измерение временного запаздывания импульсных эхосигналов от горизонтальных участков как «вершин», так и «впадин» бегущей поверхностной гравитационной волны, облучаемых со стороны дна [9, 10]. В [9] описан акустический измеритель параметров волн: частота УЗ сигнала 1,16 МГц, погрешность около 1 см; угловая ширина  $\theta_{0,7}=1,53^\circ$  основного лепестка характеристики направленности (ХН) электроакустического преобразователя (ЭАП) при уровне бокового поля до 20%, УЗ «пятно облучения» диаметром 1,4 м на границе раздела «вода-воздух» при излучении с глубины 50 метров, средняя ошибка высоты волн до 0,1 м. Известен [10] прибор Wave sonar канадской фирмы ASL Environmental Sciences: частота УЗ сигнала 420 кГц, ЭАП поршневого типа обеспечивает угловую ширину

$\theta_{0,7}=1,8^{\circ}$  основного лепестка ХН при уровне бокового поля до 20 %, на поверхности моря диаметр УЗ «пятна облучения» – 0,9 м, 3,1 м и 6,3 м для дистанций 30 м, 100 м и 200 м соответственно. Однако устройства [9, 10] не позволяют определять, как генеральное направление бега поверхностных волн, так и перестраивать зондирующий УЗ сигнал под изменяющиеся параметры морского волнения.

**Схемное решение: режим волнографа.** Гидроакустический волнограф [11, 12] содержит приемоизлучающее антенное устройство 5 (ПАУ), полусферическая поверхность которого состоит из апертур  $k$  одинаковых ЭАП 4, образующих упорядоченную систему параллелей и меридианов, причем, каждый ЭАП 4 снабжен пьезоэлементом и узлами экранировки, гидро-, электро- и шумоизоляции. ПАУ 5 расположено в водной среде 6 на донной поверхности акватории [13, 14], ЭАП 4 соединены через многоканальный управляемый коммутатор 3 с береговой аппаратурой (рис. 1, блоки, находящиеся внутри штрихового контура), состоящей из излучающего и приемного трактов.

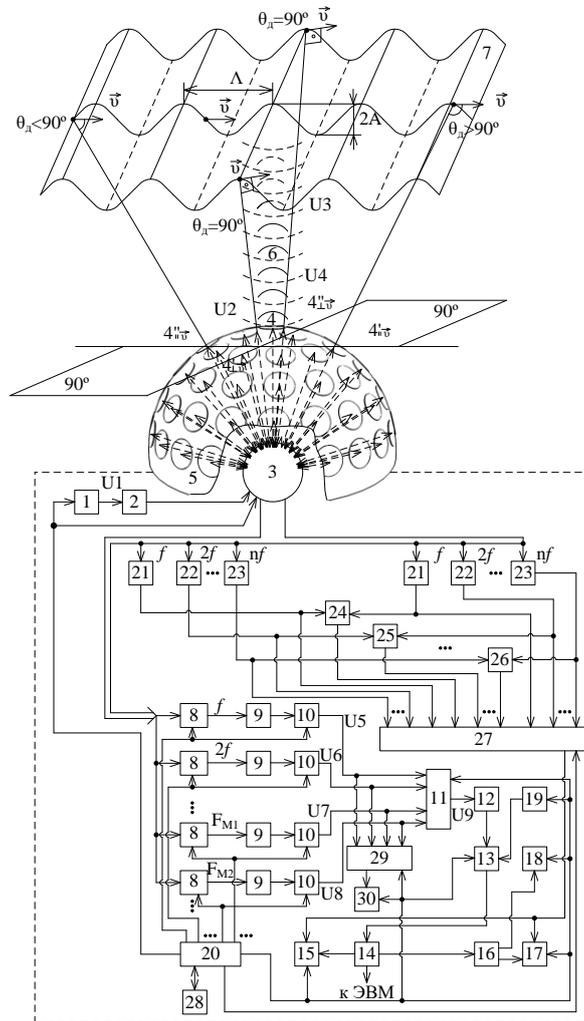


Рис. 1. Структурная схема многочастотного гидроакустического волнографа [11, 12]

Последний включает в себя каналы как измерения параметров морского волнения в режиме волнографа, так и обработки доплеровской информации для поиска генерального направления распространения поверхностной ветровой волны. По команде оператора 28 (или автоматической системы принятия решений) блок управления и настройки 20 вырабатывает синхроимпульс, поступающий на управляющий вход тактового генератора 19, причем, изменение скорости звука в водной среде  $\delta$  учитывается с помощью изменения тактовой частоты его выходного сигнала. С выхода тактового генератора 19 начинают поступать импульсы на вход счетчика импульсов 13, причем, одновременно с этим с дополнительных выходов блока управления и настройки 20 поступают импульсы на управляющие входы как резонансных усилителей 8 («запирают» на время излучения и ожидания прихода эхосигнала от границы раздела), так и генератора 1, вырабатывающего радиоимпульс  $U_1$  длительностью  $\tau_3$  с гармоническим заполнением с частотой  $f$ . Данный радиоимпульс после усилителя мощности 2 поступает через многоканальный управляемый коммутатор 3 на ЭАП 4, который, являясь составным элементом донного многочастотного ПАУ 5, излучает мощный зондирующий сигнал накачки  $U_2$  в водную среду  $\delta$ . Водная среда  $\delta$  обладает нелинейностью своих упругих свойств, что приводит к возникновению при распространении импульса интенсивной  $U_3$  волны нелинейных эффектов – самовоздействия и самодемодуляции [15], которые можно рассматривать как результат воздействия нелинейного изменения упругих свойств среды на характеристики мощного импульсного зондирующего сигнала с частотой  $f$  в области распространения.

Получение достоверной информации о параметрах морского волнения с помощью устройства в режиме волнографа обеспечивается применением для облучения границы раздела «вода-воздух» 7 не только  $U_3$  сигнала с частотой  $f$ , но и сформировавшихся в водной среде  $\delta$  акустических сигналов как высоко-, так и низкочастотного диапазонов: – высших гармонических составляющих с частотами  $2f, 3f, \dots, if, \dots, nf$ , где  $n=2, 3, \dots, i, \dots$  – порядковый номер гармоники, и спектральных составляющих с частотами  $F_{M1}=1/2\tau_3, F_{M2}=3/2\tau_3, F_{M3}=5/2\tau_3, F_{MJ}=(2j-1)/2\tau_3, F_{Mm}=(2m-1)/2\tau_3$ , где  $m=1, 2, 3, \dots, j$ , – порядковый номер максимума в спектре,  $\tau_3$  – длительность излученного импульса соответственно. Нелинейные эффекты в акустическом поле, формируемом ЭАП 4, позволяют разделить процессы преобразования электрической энергии в ультразвуковую (ЭАП 4) и формирования направленного излучения (участок водной среды  $\delta$ , в котором взаимодействуют частотные составляющие спектра мощного импульса, соответствующие его тональному заполнению и огибающей). В результате этого при небольших поперечных размерах ЭАП 4 генерируются НЧ (самодемодуляция) и ВЧ (самовоздействие)  $U_3$  сигналы в пределах небольших телесных углов при практически полном отсутствии бокового поля. Полигармонический зондирующий сигнал  $U_3$ , содержащий спектральные составляющие с частотами  $f, 2f, 3f, \dots, nf$ , где  $n=1, 2, 3, \dots, i$  – порядковый номер гармоники, и  $F_{M1}=1/2\tau_3, F_{M2}=3/2\tau_3, F_{M3}=5/2\tau_3, F_{MJ}=(2j-1)/2\tau_3, F_{Mm}=(2m-1)/2\tau_3$ , где  $m=1, 2, 3, \dots, j$ , – после распространения в водной среде  $\delta$  достигает взволнованной границы раздела «вода-воздух» 7 и отражается от нее. Отраженные составляющие полигармонического сигнала несут амплитудную, фазовую и частотную информацию об облучаемой границе раздела 7, в частности, позволяя на каждой указанной выше частоте измерять закономерность изменения удаления границы раздела «вода-воздух» 7 от ЭАП 4, входящего в состав донного ПАУ 5. Отраженный полигармонический сигнал  $U_4$  достигает ЭАП 4, находящегося в режиме приема, который вырабатывает электрические сигналы, соответствующие указанным выше спектральным компонентам с частотами  $f, 2f, 3f, \dots, if, \dots, nf$  и  $F_{M1}=1/2\tau_3, F_{M2}=3/2\tau_3, F_{M3}=5/2\tau_3, F_{MJ}=(2j-1)/2\tau_3, F_{Mm}=(2m-1)/2\tau_3$ . Уровни каждого из электрических сигнала

лов определяются амплитудными ХН  $R_{p,j}(\theta)$ ,  $R_{p,2f}(\theta)$ ,  $R_{p,3f}(\theta), \dots, R_{p,if}(\theta)$  и  $R_{p-F_{M1}}(\theta)$ ,  $R_{p-2f}(\theta)$ ,  $R_{p-3f}(\theta), \dots, R_{p-if}$ , а также чувствительностями  $Y_f$ ,  $Y_{2f}$ ,  $Y_{3f}, \dots, Y_{if}$  и  $Y_{F_{M1}}$ ,  $Y_{F_{M2}}, \dots, Y_{F_{Ml}}$  в режиме приема ЭАП 4 для каждой из рассеянных границей раздела «вода-воздух» УЗ волн с указанными выше частотами колебаний, где  $\theta$  – угол прихода рассеянных волн, отсчитываемый от нормали к плоскости апертуры. Эффективность направленного действия ЭАП 4 в режиме приема эхосигналов в полосе частот, соответствующей указанному выше диапазону дискретных отраженных компонент сформировавшегося излучения, даже в предположении их некогерентности будет повышена, так как суммарная интенсивность есть результат энергетического суммирования интенсивностей отдельных спектральных составляющих [16]. Так, если в пределах полосы пропускания приемного тракта дискретный спектр частотных составляющих является равномерным, то общая ХН по интенсивности  $R_{p,\Sigma}^2(\theta)$  представляет собой среднее арифметическое их ХН  $R_{p-j,i}^2(\theta)$  для ЭАП 4 на отдельных частотных составляющих [17]

$$R_{p,\Sigma}^2(\theta) = \sum_{i=1}^{n+m} R_{p-j,i}^2(\theta) / (n+m), \quad (2)$$

где  $R_{p-j,i}(\theta)$  – ХН по давлению на  $j$ ,  $i$ -той частоте дискретной составляющей спектра,  $(n+m)$  – общее число дискретных частотных составляющих спектра эхосигнала. На выходе  $(n+m)$  канального приемного тракта обработки амплитудных характеристик дискретных частотных составляющих спектра эхосигнала после усиления (резонансные усилители 8), детектирования (детекторы 9), изменения амплитуд (аттенуаторы 10) и перемножения (перемножитель 11) выделенных видеоимпульсных сигналов  $U5(f)$ ,  $U6(2f)$ , ...  $U7(F_{M1})$ ,  $U8(F_{M2})$ , ... получаем результирующее напряжение  $U9=U5 \times U6 \times \dots \times U7 \times U8 \dots$ , соответствующее результирующему эхосигналу от облучаемой границы раздела «вода-воздух», которое подается на вход порогового устройства 12. Перемножение электрических сигналов  $U5 \times U6 \times \dots \times U7 \times U8 \dots$ , уровни каждого из которых пропорциональны аналогичным пространственным ХН ЭАП 4, обеспечит сохранение электрических сигналов большой амплитуды, соответствующих главным максимумам на акустической оси ЭАП 4, и ослабление электрических сигналов малой амплитуды, соответствующих добавочным максимумам для других внеосевых направлений, что эквивалентно уменьшению угловой ширины главного максимума и подавлению дополнительных максимумов в результирующей ХН ЭАП 4. Итак, в устройстве полученное видеоимпульсное напряжение  $U9$ , соответствующее результирующему эхосигналу от облучаемой границы раздела 7 «вода-воздух», поступает на вход порогового устройства 12, которое срабатывает в момент прихода переднего фронта сигнала и останавливает счетчик импульсов 13. Подсчитанное число тактовых импульсов заносится в запоминающий регистр 14 ЭЦВМ, выдается на цифровое табло 15, а также после цифро-аналогового преобразования в блоке 16 поступает на входы как самописца 17, так и интегратора 18. В устройстве высота волны измеряется прямым методом по временной задержке отраженного импульсного сигнала от поверхности воды, чем достигается достаточно высокая точность и достоверность измерений. Период волны измеряется в результате обработки серии экспериментальных наблюдений, полученных эхондированием.

**Схемное решение: канал обработки доплеровской информации.** Много-частотный гидроакустический волнограф позволяет определять генеральное направление бега поверхностной ветровой волны, для которого  $\Lambda$  – длина волны

взволнованной поверхности является максимальной [12]. Поиск генерального направления бега поверхностной ветровой волны обеспечивает канал обработки доплеровской информации [18]. Для измерений используется последовательная коммутация выходов несколько пар «оппозитных» ЭАП  $4'$ ,  $4''$  расположенных на пересечениях заданной параллели и меридианов полусферической поверхности донного ПАУ 5 со входом канала обработки доплеровской информации. Акустические оси «оппозитных» пар ЭАП  $4'$ ,  $4''$  должны иметь как одинаковые углы наклона  $\Theta_D$  относительно горизонта, так и находиться в одной вертикальной плоскости, проходящей через ось симметрии донного ПАУ 5. Коммутация осуществляется до тех пор, пока измеряемое значение доплеровской частоты для УЗ сигналов, отраженных от двух облучаемых участков взволнованной границы раздела «вода – воздух», не достигнет максимального значения. На рис.1 представлены два варианта расположения «оппозитных» ЭАП  $4'$ ,  $4''$  на полусферической поверхности донного ПАУ 5, в которых приняты обозначения с нижними индексами: 1) ( $//\vec{v}$ ) – параллельно вектору (ЭАП

$4'_{//\vec{v}}$ , ЭАП  $4''_{//\vec{v}}$ ), 2) ( $\perp \vec{v}$ ) – перпендикулярно вектору  $\vec{v}$  (ЭАП  $4'_{\perp\vec{v}}$ , ЭАП  $4''_{\perp\vec{v}}$ ).

Очевидно, что именно первый вариант, когда вектор горизонтальной скорости  $\vec{v}$  бега поверхностной ветровой волны полностью проецируется на вертикальную плоскость, в которой лежат акустические оси обоих ЭАП  $4'_{//\vec{v}}$ , ЭАП  $4''_{//\vec{v}}$ , может обеспечить при отражении УЗ волн возникновение максимальных сдвигов их частот, обусловленных двойным эффектом Доплера. Это и есть генеральное направление бега поверхностной ветровой волны, которое может быть определено «на местности» относительно «осевого» меридиана ПАУ 5, проекция которого при установке совпадает с осью взлетно-посадочной полосы (ВПП) гидроаэродрома [13, 14]. Положение вектора горизонтальной скорости  $\vec{v}$  («туда» или «оттуда») вдоль генерального направления бега поверхностной ветровой волны (рис.1) может быть установлено за счет регистрации изменения частот принимаемых УЗ волн: 1) частота увеличена, т.е. волновой процесс приближается («оттуда», вектор скорости  $\vec{v}$  направлен к ЭАП  $4''_{//\vec{v}}$  ПАУ 5), 2) частота уменьшена, т.е. волновой процесс удаляется («туда», вектор скорости  $\vec{v}$  направлен от ЭАП  $4'_{//\vec{v}}$  ПАУ 5). Акустические оси обоих ЭАП  $4'_{//\vec{v}}$ , ЭАП  $4''_{//\vec{v}}$  имеют одинаковые углы наклона  $\Theta_D$  относительно горизонта и находятся в одной вертикальной плоскости, проходящей через ось симметрии донного ПАУ 5. Оба ЭАП  $4'_{//\vec{v}}$ , ЭАП  $4''_{//\vec{v}}$  соединены через многоканальный управляемый коммутатор 3 с излучающим трактом аппаратуры – генератором 1 и усилителем мощности 2 (рис. 1). УЗ волны, которые распространяются в направлении двух выбранных участков границы раздела 7 (рис. 1) «вода-воздух», формируют в водной среде 6 две параметрические излучающие антенны (ПИА) (самовоздействие), в объемах которых генерируются два полигармонических пучка ультразвуковых сигналов с частотами  $f, 2f, 3f, \dots, if, \dots, nf$ , где  $n=1, 2, 3, \dots, i, \dots$  – порядковый номер гармоники. При отражении УЗ волн возникновение сдвигов их частот обусловлено двойным эффектом Доплера (рис. 1), так как относительно выбранного ПАУ на первом участке – волновой процесс приближается (частота увеличена), а на втором – удаляется (частота уменьшена). Отраженные колебания поступают на ЭАП  $4'_{//\vec{v}}$ , ЭАП  $4''_{//\vec{v}}$ , выходы которых через многоканальный управляемый коммутатор 3 и резонансные усилители 21, 22, ..., 23, настроенные на частоты  $f, 2f, \dots, nf$ , соединены с двумя входами  $n$  частотных дискриминаторов 24, 25, ..., 26. На оба входа последних подаются электрические сигналы парами одного как частотного диапазона, так и доплеровского сдвига (но с разными знаками – «+» и «-»)

$$\begin{aligned}
f_{\text{ЭАП}^*_{\vec{v}}}(f) &= f \left( 1 + \frac{2v \cdot \cos \Theta_{\text{д}}}{c} + \frac{2v^2 \cdot \cos^2 \Theta_{\text{д}}}{c^2} + \dots \right), \\
f_{\text{ЭАП}^*_{\vec{v}}}(f) &= f \cdot \left( 1 - \frac{2v \cdot \cos \Theta_{\text{д}}}{c} + \frac{2v^2 \cdot \cos^2 \Theta_{\text{д}}}{c^2} + \dots \right); \\
f_{\text{ЭАП}^*_{\vec{v}}}(nf) &= nf \cdot \left( 1 + \frac{2v \cdot \cos \Theta_{\text{д}}}{c} + \frac{2v^2 \cdot \cos^2 \Theta_{\text{д}}}{c^2} + \dots \right), \\
f_{\text{ЭАП}^*_{\vec{v}}}(nf) &= nf \cdot \left( 1 - \frac{2v \cdot \cos \Theta_{\text{д}}}{c} + \frac{2v^2 \cdot \cos^2 \Theta_{\text{д}}}{c^2} + \dots \right).
\end{aligned} \tag{3}$$

В частотных дискриминаторах 24, 25, ..., 26 происходит перемножение поступающих  $n$  пар электрических сигналов, а затем выделение  $n$  низкочастотных компонент, которые пропорциональны на частотах  $f, 2f, \dots, nf$   $n$  значениям горизонтальной скорости  $\vec{v}$  бега поверхностной ветровой волны.

Таким образом, частотные дискриминаторы 22, 23, ... 24 вырабатывают  $n$  гармонических электрических сигналов с частотами  $f_{D(nf)4^*_{\vec{v}}, 4^{**}_{\vec{v}}} = f_{\text{ЭАП}^*_{\vec{v}}}(nf) - f_{\text{ЭАП}^*_{\vec{v}}}(nf) = 4nf v_{(nf)} \cdot \cos \Theta_{\text{д}} / c$ , которые пропорциональны значениям горизонтальной скорости  $\vec{v}_{(nf)}$  бега поверхностной ветровой волны. Откуда, на частотах  $f, 2f, 3f, \dots, nf$  можно вычислить  $n$  значений горизонтальной скорости  $\vec{v}$  бега поверхностной ветровой волны относительно поверхности дна по формуле

$$v_{(nf)} = \frac{c \cdot f_{D(nf)4^*_{\vec{v}}, 4^{**}_{\vec{v}}}}{4nf \cdot \cos \Theta_{\text{д}}}. \tag{4}$$

Выходы как частотных дискриминаторов 24, 25, ..., 26, так и резонансных усилителей 21, 22, ..., 23, настроенных на частоты  $f, 2f, \dots, nf$ , соединены со входами блока вторичной обработки доплеровской информации 27. В блоке 27 осуществляется: 1) алгебраическое суммирование частот сигналов с доплеровскими сдвигами, принятых ЭАП  $4^I, 4^{II}$  для каждой гармоники с частотами  $f, 2f, \dots, nf$  в отдельности, 2) измерение значений полученных наборов доплеровских частот, 3) переход от значений полученных наборов доплеровских частот к значениям горизонтальной скорости  $\vec{v}_{(nf)}$  бега поверхностной ветровой волны, 4) преобразование полученной информации в код индикаторных элементов и индикация значений и т.д. [16, 18]. Данная информация с выхода блока 27 по команде оператора (или автоматической системы принятия решений) 28, поступающей через блок управления и настройки 20 на управляющий вход блока 27, выводится на цифровое табло 15 и самописец 17.

**Оценка погрешности измерений.** Точность измерения ординат волны в ее «вершине» и «подошве» близка к разрешающей способности как в вертикальном (длительность зондирующего импульса), так и горизонтальном (угловая ширина по уровню 0,7 главного максимума ХН) направлениях, а на склонах – определяется протяженностью «пятна облучения». Повышение точности измерений в режиме волнографа можно осуществить при реализации многоканального приемного тракта, воплощающего подход к обработке эхосигналов спектральных составляющих, описанный соотношением (2). Таким образом, выбор набора регистрируемых частот эхосигналов и алгоритм обработки в многоканальном приемном тракте устройства позволит регулировать основные параметры в приеме обратимого ЭАП 4: остроту направленного действия, угловую ширину главного максимума, число,

направления и величину дополнительных максимумов ХН. При функционировании устройства в режиме волнографа передний фронт видеоимпульсного напряжения  $U_9 = U_5 \times U_6 \times \dots \times U_7 \times U_8 \dots$ , соответствующего результирующему эхосигналу от облучаемой границы раздела 7 «вода-воздух», используется как характерный признак поступления отраженной от границы раздела «вода-воздух» посылки. Воздействие импульса гармонического колебания с частотой, равной собственной частоте избирательной системы (например, на резонансный усилитель 8) приводит к возникновению переходных процессов, проявляющихся в «затягивании» переднего и заднего фронтов. Так, выходной сигнал описывается следующим выражением  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \cdot \kappa \cdot (1 - e^{-\alpha t}) \sin \omega_0 t$ , где  $\kappa$  – коэффициент усиления для сигнала,  $\alpha = 2\pi \cdot \Delta f$  – постоянная времени системы. Возникновение запаздывания в формировании огибающей установившегося импульсного выходного сигнала (передний фронт) приводит к появлению аппаратного времени задержки, которое добавляется ко времени пробега измеряемого расстояния УЗ волнами и может вносить погрешность в результаты измерений. Аппаратное время задержки определяется совместным действием двух факторов – полосой пропускания  $\Delta f$  тракта и уровнем дискриминации сигнала при его детектировании. В эхо-импульсных устройствах уровень дискриминации вводится в приемный тракт для исключения ложных показаний устройства при наличии внешних гидроакустических и других помех, для фиксации информативного сигнала необходимо его превышение над установленным порогом дискриминации, причем, увеличение амплитуды информативного сигнала приводит к уменьшению аппаратного времени запаздывания. Для возможно большего ослабления флуктуаций аппаратного времени задержки, определяющего величину погрешности проводимых измерений, необходимо как уменьшать порог дискриминации, так и увеличивать уровень полезного информативного сигнала. В устройстве именно использование полигармонического зондирующего УЗ сигнала, содержащего как низкочастотные, так и высокочастотные спектральные составляющие, может позволить снизить величину аппаратного времени запаздывания при увеличении уровня результирующего информативного сигнала за счет перемножения. Обозначив относительный уровень дискриминации  $\varepsilon = U_{\text{д}} / U_{\text{вых.уст}}$ , где  $U_{\text{д}}$  – абсолютный уровень дискриминации;  $U_{\text{вых.уст}}$  – установившаяся амплитуда выходного сигнала, а также  $\varepsilon = U_{\text{д}} / \kappa \cdot U_{\text{вх}}$ , запишем выражение для аппаратного времени задержки  $\tau_a = [-1 / (2\pi \cdot \Delta f)] \times \ln(1 - U_{\text{вых.уст}} \cdot \varepsilon / U_{\text{д}})$ . Приведем расчетные значения как времени аппаратного запаздывания (мксек), так и соответствующего дополнительного расстояния (см) до отражающей границы раздела при относительных уровнях дискриминации 0,5; 0,3; 0,1 от установившейся величины сигнала  $U_9$ : 220 мксек и 16,3 см; 114 мксек и 8,1 см; 33 мксек и 2,4 см.

Различную точность отображения рельефа взволнованной границы раздела «вода-воздух» с использованием ( $n$ ) и ( $m$ ) каналов обработки амплитудных характеристик эхосигналов ВЧ (самовоздействие) и НЧ (самодемодуляция) приемного тракта устройства. Например, по границе раздела со скоростью  $v$  бежит гравитационная волна, у которой облучаются снизу две соседние «впадины» профиля одинаковой величины, расположенных на расстоянии  $\Lambda$  и разделенных размахом ( $2A$  – двойная амплитуда) волнового процесса (рис.1), отметки, от которых на волнограмме могут сливаться в одну, что может привести к неработоспособности устройства. Рассчитаем величину угла  $\Delta\theta$ , при отклонении на который в области главного максимума ХН ЭАП 4, оператор 28 уверенно зафиксирует уменьшение амплитуды сигнала от каждой из соседних «впадин» профиля одинаковой величины, т.е. они будут зарегистрированы отдельно с определенной точностью отображения волнового профиля на границе раздела

«вода-воздух». Величиной этого угла  $\Delta\theta$  характеризуют точность пеленгования, например, для максимального метода пеленгования  $\Delta\theta = 0,6 \cdot \sqrt{\mu} \cdot \theta_{0,7}$ , где  $\mu$  – коэффициент, величина которого при использовании оператором 28 визуального индикатора, составляет (0,05- 0,15); для слухового индикатора -  $\geq 0,2$ . Оценим точность максимального метода пеленгования НЧ и ВЧ амплитудными трактами макета параметрического гидролокатора ближнего действия [11], который может быть использован в режиме волнографа. В данном устройстве угловая ширина главного максимума результирующих ХН приемно-излучающей системы по уровню 0,7 составляет: ВЧ канал – при предлагаемой обработке сигналов  $f_+ = 476$  кГц,  $2f_1 = 456$  кГц,  $2f_2 = 496$  кГц –  $\theta_{0,7\text{ВЧрез}} = 1,6^0$  при отсутствии боковых лепестков; НЧ канал – для сигнала разностной частоты  $F = 20$  кГц  $\theta_{0,7\text{НЧрез}} = 6,4^0$  при наличии боковых лепестков с уровнями до 13%. Это должно обеспечить при вертикальном лоцировании с донного ПАУ 5, расположенного на глубине 20 метров, следующие величины разрешающей способности по углу  $D_{\text{ВЧрез}} \sim 0,2$  м и  $D_{\text{НЧ}} \sim 0,8$  м соответственно. В данном случае при визуальном пеленговании соседних «впадин» профиля одинаковой величины оператором 28 ( $\mu = 0,1$ ) с помощью данной локационной системы точность пеленгования  $\Delta\theta$  будет составлять: для ВЧ тракта при предлагаемой обработке –  $\Delta\theta_{\text{ВЧрез}} = 0,28^0$ ; для НЧ тракта на сигнале разностной частоты  $F = 20$  кГц –  $\Delta\theta_{\text{НЧ}} = 1,3^0$ .

**Измерения характеристик излучающего тракта волнографа.** Рассмотрим результаты испытаний рыбопоисковой аппаратуры (РПА) серии «Сарган» в штатных режимах, мощность излучения обратимой интерференционной антенны которой достаточна для формирования полигармонического зондирующего сигнала как с высокочастотными (самовоздействие), так и низкочастотными (самодемодуляция) спектральными составляющими. Двухчастотная интерференционная антенна РПА «Сарган-К» позволяет излучать в водную среду акустический сигнал основной частоты  $f = 19,7$  кГц или 135 кГц, причем, предусмотрена возможность облучения разных по величине водных объемов (режимы «Широкая диаграмма направленности (ДН)» и «Узкая диаграмма направленности (ДН)») на каждой из данных частот за счет электрического возбуждения как центральной части, так и всех пьезоэлементов, составляющих поршневую апертуру. В [19] представлены экспериментальные данные по пространственным характеристикам акустических полей для сигнала основной частоты и его высших гармоник, формирующихся в воде: 1) антенна РПА «Сарган-К» в режиме «Широкая ДН» имеет: на частоте  $f = 135$  кГц угловую ширину  $\theta_{0,7(f)} = 4,7^0$  главного максимума ХН и уровень бокового излучения  $P_{\text{БП}(f)} = (-15,5$  дБ); на частоте  $2f = 270$  кГц –  $\theta_{0,7(2f)} = 3,2^0$  и  $P_{\text{БП}(2f)} = (-20$  дБ); на частоте  $3f = 405$  кГц –  $\theta_{0,7(3f)} = 2,8^0$  и  $P_{\text{БП}(3f)} = (-50$  дБ); 2) антенна РПА «Сарган-К» в режиме «Узкая ДН» имеет: на частоте  $f = 135$  кГц угловую ширину  $\theta_{0,7(f)} = 2,1^0$  главного максимума ХН и уровень бокового излучения  $P_{\text{БП}(f)} = (-9$  дБ); на частоте  $2f = 270$  кГц –  $\theta_{0,7(2f)} = 1,7^0$  и  $P_{\text{БП}(2f)} = (-16$  дБ); на частоте  $3f = 405$  кГц –  $\theta_{0,7(3f)} = 1,3^0$  и  $P_{\text{БП}(3f)} = (-33$  дБ). Антенна комплекса «Сарган-К» в режиме излучения низкочастотного сигнала имеет: на частоте  $f = 19,7$  кГц угловую ширину  $\theta_{0,7(f)} = 16^0$  главного максимума ХН и уровень бокового излучения  $P_{\text{БП}(f)} = (-13$  дБ); на частоте  $2f = 39,4$  кГц –  $\theta_{0,7(2f)} = 11,7^0$  и  $P_{\text{БП}(2f)} = (-20$  дБ); на частоте  $3f = 59,1$  кГц –  $\theta_{0,7(3f)} = 9,6^0$  и  $P_{\text{БП}(3f)} = (-28$  дБ).

Оценим динамику изменения помехоустойчивости  $\chi$  ЭАП 4 в режиме приема, входящего в состав донного ПАУ 5, характеризующей его способность в силу пространственной избирательности выделять информативный сигнал с частотой  $f, 2f, 3f, \dots if, \dots nf$  используемой спектральной компоненты полигармонического эхосигнала от взволнованной границы раздела «вода-воздух» на фоне помех. Итак, помехоустойчивость  $\chi$  определяется отношением как

мощностей  $P_c$ ,  $P_n$  сигнала и помех на выходе преобразователя, так и интенсивностей сигнала и помехи  $I_c$ ,  $I_n$ , измеренных в месте нахождения преобразователя при условии его отсутствия, а также его коэффициентом осевой концентрации  $K_0$  для направления  $\theta=0$ , которое в нашем случае совпадает с вертикально стабилизированной в пространстве акустической осью ХН  $\chi = P_c/P_n = (I_c/I) \times K_0$ . Известно эмпирическое соотношение [20], позволяющее осуществить приближенный расчет коэффициента концентрации  $K_0 = 41300/\theta_{0,5}^2$ , причем, как следует из приведенных выше данных величина знаменателя уменьшается с ростом частоты  $f$ ,  $2f$ ,  $3f, \dots, if, \dots, nf$  спектральной составляющей, т.е. увеличивается как коэффициент концентрации  $K_0$ , так и помехоустойчивость  $\chi$ .

**Выводы.** Специфические условия эксплуатации гидроакустического волнографа определяются непрерывным изменением формы отражающей поверхности границы раздела 7 и расстояния до нее. Положение отражающей поверхности «вода-воздух» 7 меняется от горизонтального для «вершины» или «впадины» до крутонаклонного на ее скатах, причем, основной составляющей принимаемого полигармонического сигнала является сигнал зеркального отражения от горизонтальных участков поверхности 7. Предположим, что длина горизонтального участка взволнованной отражающей границы раздела «вода-воздух» – «вершины» или «впадины» гравитационной волны – приблизительно составляет  $\Lambda/14$ , причем, этому участку «облучения» соответствует угол  $\Delta\theta_{MAX(f_i, F_j)}$  – острота максимума основного лепестка ХН, в пределах которого каналы приемного тракта устройства нечувствительны к изменению уровней ( $\sqrt{0,2} \approx 0,447$ ) эхосигналов на используемых спектральных компонентах с частотами  $f$ ,  $2f$ ,  $3f, \dots, if, \dots, nf$  и  $F_{M1}=1/2\tau_3$ ,  $F_{M2}=3/2\tau_3$ ,  $F_{M3}=5/2\tau_3$ ,  $F_{Mj}=(2j-1)/2\tau_3$ ,  $F_{Mm}=(2m-1)/2\tau_3$ . Учитывая, что острота максимума  $\Delta\theta_{MAX(f_i, F_j)}$  основного лепестка ХН плоского поршневого ЭАП 4 на данных сигналах описывается соотношением  $\Delta\theta_{MAX(f_i, F_j)} = 0,64 \times \sqrt{0,2} \times \lambda_{f_i, F_j} / d$ , где  $d$  – диаметр преобразователя [17], данные величины можно связать соотношением  $\Lambda/14 = (0,64 \times \sqrt{0,2} \times \lambda_{f_i, F_j} / d) \times z$ , где  $z$  – глубина расположения ЭАП 4 относительно границы раздела. Исходя из этого соотношения можно для заданных глубин  $z$  расположения антенны РПА «Сарган» («обращенный» эхолот) рассчитать диапазон минимальных длин гравитационных волн, «оптимально» регистрируемых методом прямого счета на определенной спектральной составляющей зондирующего полигармонического сигнала. Так, для  $z=100$ м при использовании модернизированной антенны «Сарган-ЭМ» (диаметр  $d=0,5$  м) спектральным составляющим 40 кГц, 60 кГц, 135 кГц, 270 кГц и 405 кГц соответствуют «оптимально» регистрируемые минимальные длины гравитационных волн  $\Lambda$  – 30 м, 20 м, 8,9 м, 4,5 м и 3 м, которые распространяются со скоростями 6 м/с, 5 м/с, 3 м/с, 2 м/с и 1,6 м/с (расчет) соответственно. Итак, с глубины 100м – на спектральной составляющей 405 кГц наиболее оптимально можно регистрировать параметры морского волнения с длинами волн от 3 метров и более (точность отображения взволнованной границы раздела «вода-воздух»  $\sim 0,53^0$ ); на спектральной частоте 270 кГц наиболее оптимально можно регистрировать параметры морского волнения с длинами волн от 4,5 метров и более (точность отображения взволнованной границы раздела «вода-воздух»  $\sim 0,6^0$ ); на спектральной частоте 135 кГц наиболее оптимально можно регистрировать параметры морского волнения с длинами волн от 8,9 метров и более (точность отображения взволнованной границы раздела «вода-воздух»  $\sim 0,9^0$ ) и т.д.

Таким образом, рассмотренный многочастотный гидроакустический волнограф [11, 12] имеет расширенные эксплуатационные возможности, позволяя получать достоверную информацию о гидроусловиях на акватории в значительном диапазоне изменения их величин, за счет оптимизации характеристик зондирующего ультразвукового поля, в соответствии с изменяющимися параметрами морского волнения, в частности, обеспечивая повышение точности и приводя к регистрации уточненных данных.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Новиков Б.К., Руденко О.В., Тимошенко В.И. Нелинейная гидроакустика. – Л.: Судостроение, 1981. – 264 с.
2. Кобзев В.А., Фортинов Л.Г. Инновационный подход к синтезу облика океанского патрульного гидросамолета при предварительном проектировании // Сб. докладов VIII научной конференции по гидроавиации «Гидроавиасалон-2010». – М.: ЦАГИ, 2010. Ч. 1. – С. 26-34.
3. Ветер и волны в океанах и морях. Справочные данные. – Л.: Транспорт, 1974. – 335 с.
4. Коровин В.П., Тимец В.М. Методы и средства гидрометеорологических измерений: учеб. пособие. – СПб.: Гидрометеиздат, 2000. – 310 с.
5. Коровин В.П. Океанологические наблюдения в прибрежной зоне моря: учеб. пособие. – СПб.: Изд-во РГГМУ, 2007. – 434 с.
6. Акустический способ определения высоты морских вол. А.с. № 412578, СССР, №1705438/18-10; заявл. 13.10.1971, опубл. 5.01.1974. – 24 с.
7. Способ измерения характеристик взволнованной водной поверхности. Пат. № 2466425, Российская Федерация, №2011123364/28, заявл. 01.06.2011, опубл. 20.11.2012. – 12 с.
8. Гидроакустический автономный волнограф. Пат. № 2011132211, Российская Федерация, №2011132211/28; заявл. 29.07.2011, опубл. 10.02.2013. – 12 с.
9. Греков А.Н., Васильев Д.М., Котов М.Н. Акустический измеритель параметров волн // Системы контроля окружающей среды. – 2006. – Вып. 09. – С. 51-56.
10. Fissel D.B., Birch J.R., Borg K., Melling H. Wave measurements using upward-looking sonar for continental shelf application // In Proc. Offshore Technology Conference, Houston, TX, USA, 3-6 May 1999, www.aslenv.com. – 9 с.
11. Акустический волнограф: Пат. № 168083, Российская Федерация, №2016108213; заявл. 09.03.2016.; опубл. 17.01.2017. – 24с.
12. Акустический способ и устройство измерения параметров морского волнения. Пат. № 2721307 Российская Федерация, №2019124489, заявл. 01.08.2019, опубл. 18.05.2020. – 48 с.
13. Волощенко В.Ю. Гидроаэродром: повышение безопасности взлетно-посадочных действий на акватории летного бассейна // Известия ВУЗов. Авиационная техника. – 2016. – № 2. – С. 108-113.
14. Волощенко В.Ю. Гидроаэродром: технологии комплексной навигации беспилотных гидросамолетов на акватории летного бассейна // Известия ВУЗов. Авиационная техника. – 2018. – № 1. – С. 97-105.
15. Мюир Т.Дж. Нелинейная акустика и ее роль в геофизике морских осадков // Акустика морских осадков: пер. с англ. / под ред. Ю.Ю. Житковского. – М.: Мир, 1977. – С. 227-273.
16. Система многочастотного акустического зондирования. Пат. № 108642, Российская Федерация, №2011122973/28; заявл. 07.06.2011, опубл. 20.09.2011. – 2с.
17. Евтютов А.П., Митько В.Б. Инженерные расчеты в гидроакустике. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Судостроение, 1988. – 288 с.
18. System and method for measuring wave directional spectrum and wave height. Пат. 20080094940 США, МКИ G01s 15/58 / Brumley et al (США), Teledyne RD Instruments (США) №11/959377; заявл. 18.12.2007; опубл. 24.04.2008; НКИ 367/90. – 35 с.
19. Волощенко В.Ю., Волощенко А.П. Параметрические гидроакустические средства ближнего подводного наблюдения. Ч. 2. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2018. – 176 с.
20. Зарайский В.А., Тюрин А.М. Теория гидролокации. – Л.: Военно-морская орденов Ленина и Ушакова академия, 1975. – 604 с.

## REFERENCES

1. *Novikov B.K., Rudenko O.V., Timoshenko V.I.* Nelineynaya gidroakustika [Nonlinear hydroacoustics]. Leningrad: Sudostroenie, 1981, 264 p.
2. *Kobzev V.A., Fortinov L.G.* Innovatsionnyy podkhod k sintezu oblika okeanskogo patrol'nogo gidrosamoleta pri predvaritel'nom proektirovani [An innovative approach to the synthesis of the appearance of an ocean patrol seaplane during preliminary design], *Sb. dokladov VIII nauchnoy konferentsii po gidroaviatsii «Gidroaviatsalon-2010»* [Collection of reports of the VIII Scientific conference on hydroaviation "Hydroaviatsalon-2010"]. Moscow: TSAGI, 2010. Part 1, pp. 26-34.
3. *Veter i volny v okeanakh i moryakh.* Spravochnye dannye [Wind and waves in the oceans and seas. Reference data]. Leningrad: Transport, 1974, 335 p.
4. *Korovin V.P., Timets V.M.* Metody i sredstva gidrometeorologicheskikh izmereniy: ucheb. posobie [Methods and means of hydrometeorological measurements: a textbook]. Saint Petersburg: Gidrometeoizdat, 2000, 310 p.
5. *Korovin V.P.* Okeanologicheskie nablyudeniya v pribrezhnoy zone morya: ucheb. posobie [Oceanological observations in the coastal zone of the sea: a textbook]. Saint Petersburg: Izdvo RGGMU, 2007, 434 p.
6. Akusticheskiy sposob opredeleniya vysoty morskikh voln. A.s. № 412578, SSSR, №1705438/18-10; zayavl. 13.10.1971, opubl. 5.01.1974 [Acoustic method for determining the height of sea waves. A.S. No. 412578, USSR, No. 1705438/18-10; decl. 13.10.1971, publ. 5.01.1974], 24 p.
7. Sposob izmereniya kharakteristik vzvolnovannoy vodnoy poverkhnosti. Pat. № 2466425, Rossiyskaya Federatsiya, №2011123364/28, zayavl. 01.06.2011, opubl. 20.11.2012 [A method for measuring the characteristics of an agitated water surface. Patent No. 2466425, Russian Federation, No. 2011123364/28, decl. 01.06.2011, publ. 20.11.2012], 12 p.
8. Gidroakusticheskiy avtonomnyy volnograf. Pat. № 2011132211, Rossiyskaya Federatsiya, №2011132211/28; zayavl. 29.07.2011, opubl. 10.02.2013 [Hydroacoustic autonomous wave detector. Patent No. 2011132211, Russian Federation, No. 2011132211/28; decl. on 29.07.2011, publ. on 10.02.2013], 12 p.
9. *Grekov A.N., Vasil'ev D.M., Kotov M.N.* Akusticheskiy izmeritel' parametrov voln [Acoustic wave parameter meter], *Sistemy kontrolya okruzhayushchey sredy* [Environmental monitoring systems], 2006, Issue 09, pp. 51-56.
10. *Fissel D.B., Birch J.R., Borg K., Melling H.* Wave measurements using upward-looking sonar for continental shelf application, *In Proc. Offshore Technology Conference, Houston, TX, USA, 3-6 May 1999*, www.aslenv.com, 9 p.
11. Akusticheskiy volnograf: Pat. № 168083, Rossiyskaya Federatsiya, №2016108213; zayavl. 09.03.2016.; opubl. 17.01.2017 [Acoustic wave detector: Patent No. 168083, Russian Federation, No. 2016108213; declared on 09.03.2016.; publ. 17.01.2017], 24 p.
12. Akusticheskiy sposob i ustroystvo izmereniya parametrov morskogo volneniya. Pat. № 2721307 Rossiyskaya Federatsiya, №2019124489, zayavl. 01.08.2019, opubl. 18.05.2020 [Acoustic method and device for measuring the parameters of sea waves. Patent No. 2721307 Russian Federation, No. 2019124489, decl. 01.08.2019, publ. 18.05.2020], 48 p.
13. *Voloshchenko V.Yu.* Gidroaerodrom: povyshenie bezopasnosti vzletno-posadochnykh deystviy na akvatorii letnogo basseyna [The hydro-port: improve safety of runway operations in the waters of the flight basin], *Izvestiya VUZov. Aviatsionnaya tekhnika* [Izvestiya VUZov. Aviation equipment], 2016, No. 2, pp. 108-113.
14. *Voloshchenko V.Yu.* Gidroaerodrom: tekhnologii kompleksnoy navigatsii bespilotnykh gidrosamoletov na akvatorii letnogo basseyna [The hydro-port: the technology of the integrated navigation of unmanned seaplane on the waters of the flight basin], *Izvestiya VUZov. Aviatsionnaya tekhnika* [Izvestiya VUZov. Aviation equipment], 2018, No. 1, pp. 97-105.
15. *Myuir T.Dzh.* Nelineynaya akustika i ee rol' v geofizike morskikh osadkov [Nonlinear acoustics and its role in Geophysics marine sediments], *Akustika morskikh osadkov* [Acoustics of marine sediments]: trans. from engl., ed. by Yu.Yu. Zhitkovskogo. Moscow: Mir, 1977, pp. 227-273.
16. Sistema mnogochastotnogo akusticheskogo zondirovaniya. Pat. № 108642, Rossiyskaya Federatsiya, №2011122973/28; zayavl. 07.06.2011, opubl. 20.09.2011 [Multi-frequency acoustic sounding system. Patent. No. 108642, Russian Federation, No. 2011122973/28; decl. 07.06.2011, publ. 20.09.2011], 2 p.

17. *Evyutov A.P., Mit'ko V.B.* Inzhenernye raschety v gidroakustike [Engineering calculations in hydroacoustics]. 2nd ed. Leningrad: Sudostroenie, 1988, 288 p.
18. System and method for measuring wave directional spectrum and wave height. Patent 20080094940 SSHA, MKI GO1s 15/58 / Brumley et al (SSHA), Teledyne RD Instruments (SSHA) No. 11/959377; decl. 18.12.2007; publ. 24.04.2008; NKI 367/90, 35 p.
19. *Voloshchenko V.Yu., Voloshchenko A.P.* Parametricheskie gidroakusticheskie sredstva blizhnego podvodnogo nablyudeniya [Parametric hydroacoustic means of near underwater observation]. Part 2. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2018, 176 p.
20. *Zarayskiy V.A., Tyurin A.M.* Teoriya gidrolokatsii [Theory of sonar]. Leningrad: Voenno-morskaya ordenov Lenina i Ushakova akademiya, 1975, 604 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор И.Б. Аббасов.

**Волощенко Елизавета Вадимовна** – Южный федеральный университет; e-mail: voloshchenko.liza@mail.ru; 347922, г. Таганрог, ул. Шевченко, 2; тел.: 89515230085; кафедра электрогидроакустической и медицинской техники; аспирант.

**Волощенко Вадим Юрьевич** – e-mail: voloshchenko.vadim@mail.ru; тел.: 89515074541; кафедра инженерной графики и компьютерного дизайна; к.т.н.; доцент.

**Voloshchenko Elizaveta Vadimovna** – Southern Federal University; e-mail: voloshchenko.liza@mail.ru; 2, Shevchenko street, Taganrog, 347922, Russia; phone: +79515230085; the department of hydroacoustic and medical engineering; graduate student.

**Voloshchenko Vadim Yur'evich** – e-mail: voloshchenko.vadim@mail.ru; phone: +79515074541; the department of engineering drawing and computer design; cand. of eng. sc.; associate professor.

УДК 621.391.372

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-30-40

**П.А. Дятлов, Б.Х. Кульбикаян**

## **ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЫНОСНЫХ ДОПЛЕРОВСКИХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ В ПОЛУАКТИВНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ**

*Рассматриваются вопросы повышения помехозащищенности полуактивных радиолокационных систем, основанных на использовании передатчиков подсвета целей с помощью гармонического излучения и выносных доплеровских приемников совместно с центральным постом обработки информации. Данное решение является не только наиболее простым с точки зрения аппаратурной реализации, но и имеет такие достоинства, как высокое быстродействие и повышенная чувствительность, а также возможность бесшумной пространственной и частотной обработки излучений. Из недостатков следует отметить малую скрытность функционирования данной полуактивной радиолокационной системы. Целью работы является устранение указанного недостатка за счет использования перестройки частоты в передатчике подсвета или при использовании в полуактивной радиолокационной системе нескольких пространственно-разнесенных передатчиков подсвета, работающих по заданной частотно-временной схеме. Кроме того, в работе рассматриваются вопросы оптимизации основных параметров выносных доплеровских приемников полуактивных радиолокационных систем. В частности, в работе даются рекомендации для уменьшения слепящего действия прямого сигнала на доплеровский приемник и представлен комплекс мер, направленных на увеличение дальности действия полуактивных радиолокационных систем до сорока километров. В данной работе рассматривается случай работы полуактивной радиолокационной системы, функционирующей в ограниченном*

*пространственном секторе с использованием одного вынесенного пункта приема. Передатчик подсвета, размещаемый, как правило, на высотном объекте, формирует направленное излучение, предназначенное, прежде всего для решения различных задач в области телекоммуникаций, например, обеспечение мобильной связи, ретрансляции спутниковой информации и т.п. В данной системе передатчик подсвета используется в качестве формирователя сигнала подсвета воздушных целей.*

*Радиосистемы обнаружения; радиосистемы определения координат; полуактивные радиолокационные системы; доплеровский приемник; передатчик подсвета; отношение сигнал/помеха; чувствительность приемного устройства; линейный тракт приемника; шумовая полоса линейного тракта приемника; дисперсия внутреннего шума; дисперсия амплитудного шума; коэффициент передачи; параллельный спектроанализатор.*

**P.A. Dyatlov, B.K. Kulbikayan**

### **OPTIMIZATION OF REMOTE DOPPLER RECEIVER'S PARAMETERS IN SEMI-ACTIVE RADAR SYSTEMS**

*This article discusses the issues of increasing the noise immunity of semi-active radar systems based on the use of transmitters for target illumination using harmonic radiation and remote Doppler receivers in conjunction with a central information processing station. This solution is not only the simplest from the point of view of hardware implementation, but also has such advantages as high speed and increased sensitivity, as well as the ability to search-free spatial and frequency processing of radiation. Of the shortcomings, it should be noted the low secrecy of the functioning of this semi-active radar system. The purpose of the work is to eliminate the indicated drawback by using frequency tuning in the illumination transmitter or when using several space-separated illumination transmitters operating according to a given frequency-time scheme in a semi-active radio-location system. In addition, the paper deals with the optimization of the main parameters of portable Doppler receivers of semi-active radar systems. In particular, the paper gives recommendations for reducing the blinding effect of a direct signal to a Doppler receiver and presents a set of measures aimed at increasing the range of action of semi-active radar systems up to forty kilometers. In this paper, we consider the case of operation of a semi-active radio-location system operating in a limited spatial sector using one remote receiving point. The illumination transmitter, which is usually placed on a high-rise object, generates directional radiation, intended primarily for solving various tasks in the field of telecommunications, for example, providing mobile communications, relaying satellite information, etc. In this system, the illumination transmitter is used in as a signal generator for illumination of air targets*

*Radio detection systems; radio positioning systems; semi-active radar systems; Doppler receiver; illumination transmitter; signal-to-interference ratio; receiver sensitivity; receiver linear path; noise bandwidth of the receiver linear path; internal noise dispersion; amplitude noise dispersion; transmission coefficient; parallel spectrum analyzer.*

**Введение.** Для обнаружения и определения координат различных целей, включая воздушные объекты, широко используются однопозиционные радиолокационные системы. К недостаткам таких систем следует отнести низкие помехозащищенность и живучесть. С целью устранения этих недостатков используется комплекс мер, направленных на улучшение энергетических и временных характеристик однопозиционных радиолокационных станциях (РЛС) [1, 2]. Наряду с этим в последнее время с целью повышения скрытности функционирования и живучести радиосистем обнаружения и определения координат неизлучающих целей получила развитие полуактивная радиолокация, при использовании которой решение об обнаружении и оценивании координат целей выносится по отраженному сигналу подсвета, сформированного источниками радиоизлучений (ИРИ), принадлежащим системам бытового назначения [25].

**Полуактивные радиолокационные системы (ПАРЛС)** применяют методы пассивной и активной радиолокации [17]. Тема полуактивной радиолокации усиленно обсуждается за рубежом под разными терминами, среди которых наиболее часто упоминаемым является *passive bistatic radar (PBR)* [3]. Актуальность темы ПАРЛС можно проследить по спорам и обсуждениям, начиная от статей в профильных журналах [8, 11, 12] вплоть до работ по бистатической радиолокации [3, 13–16].

ПАРЛС предназначены для обнаружения и оценивания координат воздушных целей (Ц) на основе таких методов обработки излучений, как доплеровские, разностно-дальномерные и угломерные [18, 19]. Наиболее простая аппаратурная реализация ПАРЛС обеспечивается при использовании передатчиков подсвета цели с гармоническим излучением и выносных доплеровских приемников (ВДП) совместно с центральным постом обработки информации (ЦПОИ) [21–25].

Использование в ПАРЛС гармонического излучения приводит как к достоинствам, так и к недостаткам. К числу достоинств, наряду с простой аппаратурной реализацией, следует отнести высокие быстродействие и чувствительность, а также возможность беспойсковой пространственной и частотной обработки излучений. К недостаткам можно отнести низкую скрытность функционирования ПАРЛС. Однако этот недостаток легко устраняется при использовании перестройки частоты в передатчике подсвета (ПП) или при использовании в ПАРЛС нескольких пространственно-разнесенных ПП, осуществляющих излучения по определенной частотно-временной программе.

Анализ дальности ПАРЛС, а также ее зоны действия показывает [2], что основным препятствием к достижению высоких результатов является мешающее (слепящее) действие на ВДП прямого сигнала ПП.

**Оптимизация параметров выносных доплеровских приемников ПАРЛС.** Данная работа посвящена оптимизации параметров ВДП в ПАРЛС с целью уменьшения влияния слепящего действия прямого сигнала передатчика подсвета, излучающего гармонический процесс.

Вариант структуры ПАРЛС приведен на рис. 1, где ПП – передатчик подсвета; ВПП<sub>1(n)</sub> – вынесенные пункты приема; ЦПОИ – центральный пост обработки информации; Ц – цель.

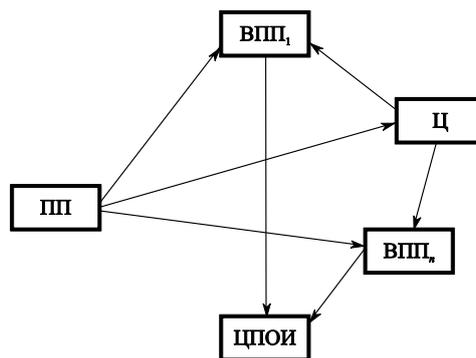


Рис. 1. Структура полуактивной радиолокационной системы

Полагаем, что данная ПАРЛС функционирует в ограниченном пространственном секторе с использованием одного ВПП. Передатчик подсвета (ПП) размещается на некотором высотном объекте (мачте, небоскребе, горе, аэростате, воздушном ша-

ре и т.п.) и формирует направленное излучение, предназначенное, прежде всего для решения телекоммуникационных задач (мобильная видеосвязь, ретрансляция спутниковой информации, фазовые радиодальномеры, мобильный интернет и т.п.), а также в данном случае для формирования сигнала подсвета воздушных целей.

Рассмотрим ситуацию, когда в ПП используется непрерывный гармонический процесс. При использовании в радиолокации непрерывного излучения возникает проблема развязки передатчика и приемника. Для обработки гармонических процессов в ВПП используются одноканальное построение ВДП с интерференционной обработкой.

Структуры ВПП и ЦПОИ приведены на рис. 2, где ВДП – выносной доплеровский приемник;  $A_1, A_2, A_3$  – антенны; ЛТП – линейный тракт приемника; АРУ – автоматическая регулировка усиления; НЭ – нелинейный элемент; ПСА – параллельный спектроанализатор; РУ – решающее устройство; КРЛ – командная радиолиния; УСОИ – устройства сбора информации; Инд – индикатор.

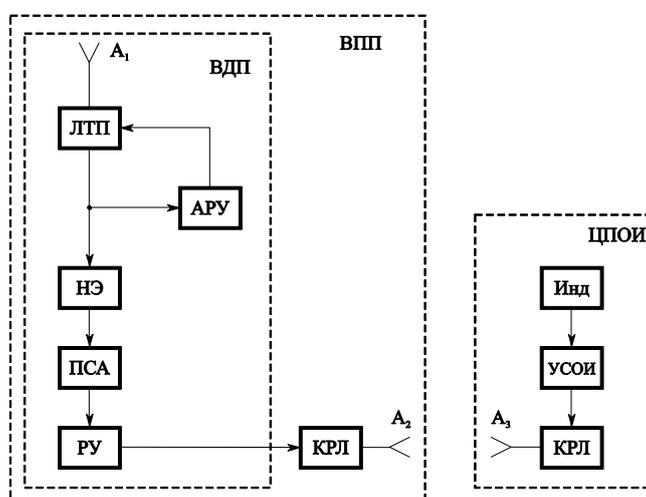


Рис. 2. Структура выносного приемного пункта и центрального поста обработки информации

Излучаемый ПП сигнал  $S_0(t)$  распространяется по трассам ПП–ВПП, ПП–Ц–ВПП. Передатчик подсвета непрерывно излучает гармонический процесс

$$S_0(t) = U_{ms} \cos(2\pi f_s t + \varphi_s),$$

где  $U_{ms}, f_s, \varphi_s$  – амплитуда, частота и начальная фаза.

На входе ВПП имеем процесс  $y_3(t)$ , включающий прямой  $S_{пр}(t)$  и отраженный  $S_{отр}(t)$  от Ц сигналы и внутренний шум  $n(t)$

$$\begin{aligned} y_3(t) &= S_{пр}(t) + S_{отр}(t) + n(t); \\ S_{пр}(t) &= K_1 U_{ms} \cos[2\pi f_s(t - \tau_0) + \varphi_s]; \\ S_{отр}(t) &= K_{от1} U_{ms} \cos[2\pi(f_s - f_d)(t - \tau_1) + \varphi_s]; \\ \tau_0 &= \frac{r_1}{c}; \quad \tau_1 = \frac{R_{ц} + r_2}{c}; \quad f_d = \frac{v_{ц}}{c} f_s \cos(d_1); \quad c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}, \end{aligned}$$

где  $K_1$  – коэффициент передачи по напряжению на трассах ПП–ВПП;  $K_{от1}$  – коэффициент передачи по напряжению на трассах ПП–Ц–ВПП;  $f_d$  – доплеровское смещение частоты на входе ВПП;  $\tau_0$  – временной сдвиг сигнала на трассе ПП–ВПП при дальности  $r_1$ ;  $R_{ц}$  – расстояние между ПП и Ц;  $\tau_1$  – временной сдвиг сигнала на трассе ПП–Ц–ВПП при дальности  $R_{ц} + r_2$ ;  $v_{ц}$  – скорость Ц.

При обработке в ЛТП процесс  $y_3(t)$  усиливается, фильтруется и переносится на промежуточную частоту  $f_{пч}$ . Учитывая, что импульсная реакция ЛТП описывается выражением  $h_{лtp}(t) = 2\Delta f_{лtp} \text{sinc}(\pi\Delta f_{лtp}t) \cos 2\pi f_{пч}t$ , то на его выходе имеем

$$\begin{aligned} y_3(t) &= S_{лпр}(t) + S_{лотр}(t) + n_{л}(t); \\ S_{лпр}(t) &= K_{л} K_1 U_{мс} \cos[2\pi f_{пч}(t - \tau_0 - \tau_{гр1}) + \varphi_s]; \\ S_{лотр}(t) &= K_{л} K_{от1} U_{мс} \cos[2\pi f_{пч}[2\pi(f_{пч} + f_{л})(t - \tau_1 - \tau_{гр1}) + \varphi_s]; \\ R_n(\tau) &= \sigma_{нл}^2 \text{sinc}(\pi\Delta f_{лт}\tau) \cos(2\pi f_{пч}\tau), \end{aligned}$$

где  $K_{л}$  – коэффициент передачи по напряжению в ЛТП;  $\tau_{гр1}$  – групповое запаздывание, вносимое ЛТП;  $R_n(\tau)$  – автокорреляционная функция помехи  $n_{л}(t)$ ;  $\sigma_{нл}^2$  – дисперсия помехи  $n_{л}(t)$ .

После прохождения процесса  $y_3(t)$  через нелинейный элемент (НЭ) с квадратичной характеристикой и полосового фильтра на входе ПСА с полосой пропускания  $\Delta f_{лт}$  имеем:

$$\begin{aligned} U_{нз}(t) &= K_{нз} \int_{-\infty}^t h_{\phi}(t-x)y_3^2(x)dx = \sum_{i=1}^6 U_i(t); \\ h_{\phi}(t) &= 2\Delta f_{лт} \text{sinc}(\pi\Delta f_{лт}t); \\ U_{1=} &= \frac{K_{нз}}{2} U_{прл}^2; \quad U_{1\sim} = \frac{K_{нз}}{2} U_{прл}^2 K_{осл}; \quad U_{2=} = \frac{K_{нз}}{2} U_{отл}^2; \quad U_{3=} = \frac{K_{нз}}{2} \sigma_{нл}^2; \\ U_4(t) &= K_{нз} U_{прл} \sigma_{нл} \cos(2\pi f_{л}t + \varphi_2); \quad \left(f_{к} - \frac{\Delta f_{к}}{2}\right) \leq f_{л} \leq \left(f_{к} + \frac{\Delta f_{к}}{2}\right); \\ U_5(t) &= K_{нз} U_{прл} \sigma_{нл} \cos(2\pi f_{л}t + \varphi_2) \sqrt{\frac{\Delta f_{к}}{\Delta f_{лт}}}; \\ U_6(t) &= K_{нз} U_{отл} \sigma_{нл} \cos(2\pi f_{л}t + \varphi_3) \sqrt{\frac{\Delta f_{к}}{\Delta f_{лт}}}; \end{aligned}$$

где  $K_{нз}$  – коэффициент передачи НЭ по напряжению;  $h_{\phi}(t)$  – импульсная реакция ФНЧ;  $U_{прл}$ ,  $U_{отл}$  – амплитуда прямого и отраженного сигналов на входе НЭ;  $\sigma_{нл}$  – среднеквадратичное значение помехи  $n(t)$  на входе НЭ;  $U_{1=}$  – амплитуда компонента  $S_{лпр}^2(t)$ ;  $U_{2=}$  – амплитуда компонента  $S_{лпр}(t) \cdot S_{лотр}(t)$ ;  $U_{3=}$  – амплитуда компонента  $n_{л}^2(t)$ ;  $U_4$  – компонент  $2S_{лпр}(t) \cdot S_{лотр}(t)$ ;  $U_5$  – компонент  $2S_{лпр}(t) \cdot n_{л}(t)$ ;  $U_6$  – компонент  $2S_{лотр}(t) \cdot n_{л}(t)$ ;  $U_{1\sim}$  – компонент, обусловленный просачиванием  $S_{лпр}(t)$  на выход НЭ с коэффициентом ослабления  $K_{осл}$ ;  $f_{к}$ ,  $\Delta f_{к}$  – средняя частота и полоса пропускания  $k$ -го канала ПСА.

После прохождения компонента  $U_{л}(t)$  через  $k$ -й канал ПСА в РУ принимается решение об обнаружении сигнала  $S_{отр}(t)$  и оценивании доплеровского смещения  $\hat{f}_{д}$

$$\begin{aligned} H_0: U_k(T) &= \frac{1}{T} \int_0^T \left| \int_{-\infty}^t h_k(t-x)U_4(x) dx \right| dt \geq U_{пор}; \\ \hat{f}_{д} &= f_{к}; \quad h_k(t) = 2\Delta f_{к} \text{sinc}(\pi\Delta f_{к}t) \cos 2\pi f_{к}t, \end{aligned}$$

где  $H_0$  – гипотеза об обнаружении  $S_{отр}(t)$ ;  $h_k(t)$  – импульсная реакция фильтра в  $k$ -м канале ПСА;  $U_k(T)$  – напряжение на выходе интегратора в  $k$ -м канале с постоянной времени  $T$ ;  $U_{пор}$  – пороговое напряжение, информация об обнаружении  $S_{отр}(t)$  и оценке  $\hat{f}_{д}$  с выхода ВПП через КРЛ передаются на ЦПОИ, где фиксируется обнаруженная Ц и осуществляется ее классификация по скорости [15].

На основе компонентов, полученных на выходе НЭ и ФНЧ для обнаружения  $S_{отр}(t)$  можно использовать два алгоритма: энергетический и интерференционный. При использовании энергетического алгоритма входное отношение сигнал/результатирующая помеха по мощности равно  $g_{вхз}^2 = \frac{P_{отр}}{P_{пр} + \sigma_n^2}$  и при  $P_{отр} = P_s$ , где

$P_s$  – реальная чувствительность ВПП, для того, чтобы обеспечить  $g_{\text{вх}}^2 \geq 1$ , необходимо обеспечить подавление прямого сигнала на входе ВПП пропорционально коэффициенту  $K_{\text{п}} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}}}{P_{\text{отр}}}$ , что практически не реализуемо, т.к. составляет 170÷200 дБ.

При использовании интерференционного алгоритма, когда прямой сигнал используется в качестве гетеродинного (опорного) напряжения, подаваемого на НЭ, входное отношение сигнал/помеха по мощности равно  $g_{\text{вх}}^2 = \frac{P_{\text{отр}}}{\sigma_{\text{н}}^2}$ , что при  $P_{\text{отр}} = P_s$  обеспечивает  $g_{\text{вх}}^2 \approx 1$ . Вредное влияние прямого сигнала проявляется в ВДП в виде интермодуляционных искажений и появлении дополнительной помеховой составляющей на выходе НЭ при квадратичной обработке в виде амплитудных и фазовых шумов [4] излучаемого ПП гармонического процесса  $S_0(t) = U_{\text{мс}} [1 + m_s(t)] \cos[2\pi f_s t + \varphi_s(t)]$ , где  $m_s(t)$  – коэффициент амплитудной модуляции, обусловленный амплитудными шумами  $S_0(t)$ ;  $\varphi_s(t)$  – флюктуационные фазы, обусловленные фазовыми шумами  $S_0(t)$ .

На выходе НЭ и ФНЧ процесс  $S_0(t)$  с учетом компенсации фазовых шумов преобразуется к следующему виду [5]:

$$U_{1-} = \frac{K_{\text{нэ}}}{2} U_{\text{прл}}^2; \quad U_{1-}(t) = K_{\text{нэ}} U_{\text{прл}}^2 \left[ m_s(t) + \frac{m_s^2(t)}{2} \right].$$

Коэффициент шума ВПП  $N_{\text{ш}}$  без учета амплитудных шумов прямого сигнала в виде напряжения  $U_{1-}(t)$  определяется из следующего соотношения:

$$N_{\text{ш}} = N_{\text{лт}} + \frac{N_{\text{нэ}} - 1}{K_{\text{рлт}}} + \frac{N_{\text{пса}} - 1}{K_{\text{рлт}} K_{\text{рнэ}}} + \frac{N_{\text{до}} - 1}{K_{\text{рлт}} K_{\text{рнэ}} K_{\text{рк}}} + \frac{N_{\text{ву}} - 1}{K_{\text{рлт}} K_{\text{рнэ}} K_{\text{рк}} K_{\text{рдо}}}; \quad K_{\text{рнэ}} = K_{\text{нэ}}^2,$$

где  $N_{\text{лт}}$ ,  $N_{\text{нэ}}$ ,  $N_{\text{пса}}$ ,  $N_{\text{до}}$ ,  $N_{\text{ву}}$  – коэффициенты шума ЛТП, НЭ, ПСА, детектора огибающей, видеоусилителя;  $K_{\text{рлт}}$ ,  $K_{\text{рнэ}}$ ,  $K_{\text{рк}}$ ,  $K_{\text{рдо}}$  – коэффициенты передачи по мощности ЛТП, НЭ, канала ПСА, детектора огибающей.

Реальная чувствительность  $P_s$  рассчитывается следующим образом:

$$P_s = k T_0 N_{\text{ш}} \Delta f_{\text{лт}} g_{\text{вх}}^2; \quad k T_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц}; \quad \Delta f_{\text{лт}} = f_{\text{дм}}; \quad f_{\text{дм}} = \frac{v_{\text{цм}}}{c} f_s; \quad c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с},$$

где  $f_{\text{дм}}$  – максимально ожидаемое доплеровское смещение частоты  $f_s$  при максимально ожидаемой скорости цели  $v_{\text{цм}}$ .

При  $g_{\text{вх}}^2 = 1$  реальная чувствительность  $P_s$  соответствует мощности отраженного сигнала  $P_{\text{отр}}$ , которая в свою очередь определяется следующим образом:

$$P_{\text{отр}} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} \sigma_{\text{ц}} S_{\text{а1}}}{(4\pi)^2 R_{\text{ц}}^2 r_2^2}, \quad S_{\text{а1}} = \frac{G_{\text{а1}} \lambda_s^2 S_{\text{а1}}}{4\pi}, \quad \lambda_s = \frac{c}{f_s},$$

где  $P_{\text{п}} G_{\text{п}}$  – энергетический потенциал ПП;  $\sigma_{\text{ц}}$  – эффективная отражающая площадь Ц;  $G_{\text{а1}}$ ,  $S_{\text{а1}}$  – коэффициент усиления и площадь  $A_1$ ;  $R_{\text{ц}}$  – расстояние от ПП до Ц;  $r_2$  – расстояние между ВДП и Ц;  $\lambda_s$  – длина волны сигнала  $S_0(t)$ .

Для нормальной работы ВДП допустимая мощность прямого сигнала  $P_{\text{пр}}$  выбирается из условия  $P_{\text{пр}} = P_{\text{отр}} D$ , где  $D$  – рабочий динамический диапазон. Коэффициенты передачи по мощности ЛТП и НЭ выбираются из условий устранения интермодуляционных искажений и обеспечения минимального коэффициента шума ВДП  $N_{\text{ш}}$ :  $K_{\text{рлт}} = \frac{P_{\text{ару}}}{P_{\text{пр}}}$ ;  $K_{\text{рлт}} K_{\text{рпр}} \geq 10$ ;  $K_{\text{рнэ}} = A P_{\text{ару}}$  при  $P_{\text{ару}} \leq 10^{-3}$  Вт, где

$P_{\text{ару}}$  – мощность прямого сигнала на выходе ЛТП, соответствующая пороговому уровню АРУ, при котором отсутствуют интермодуляционные искажения;  $A$  – коэффициент пропорциональности, размерность 1/Вт. Как следует из работы [6] можно положить, что  $A = 100$  1/Вт.

При расчете отношения сигнал/помеха по мощности на выходе полосового фильтра  $k$ -го канала ПСА  $g_k^2$  необходимо учитывать, что помеха обусловлена не только влиянием амплитудных шумов прямого сигнала с учетом компенсации фазовых шумов после квадратурной обработки

$$g_k^2 = \frac{\Delta M_s^2}{\sum_{i=1}^3 \sigma_i^2}; \quad \Delta M_s^2 = \frac{K_{нэ}^2 U_{прл}^2 U_{отпрл}^2}{2};$$

$$\sigma_1^2 = K_{нэ}^2 U_{прл}^2 m_s^2 \frac{\Delta f_k}{\Delta f_{лт}}; \quad \sigma_2^2 = K_{нэ}^2 U_{прл}^2 \sigma_{пл}^2 \frac{\Delta f_k}{\Delta f_{лт}}; \quad \sigma_3^2 = K_{нэ}^2 \sigma_{пл}^4 \frac{\Delta f_k}{\Delta f_{лт}},$$

где  $\Delta M_s^2$  – квадрат математического ожидания выходного эффекта, обусловленного отраженным сигналом;  $\sigma_1^2, \sigma_2^2, \sigma_3^2$  – среднеквадратичные значения флюктуационных компонентов  $(S_{прл} - S_{прл}), (S_{прл} - n_{л}), (n_{л} - n_{л})$ .

Дисперсия внутреннего шума на входе НЭ равна

$$\sigma_{пл}^2 = kT_0 N_{ш} \Delta f_{лт} K_{рлт}; \quad kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц.}$$

Дисперсия амплитудного шума прямого сигнала на входе НЭ равна

$$\sigma_{аш}^2 = P_{пр} K_{рлт} m_s \text{ при } m_s = G_{аш}(f_s) \Delta f_{лт},$$

где  $G_{аш}(f_s)$  – спектральная плотность амплитудных шумов по мощности размерностью дБ/Гц.

Как показано в работах [5, 7] амплитудный и фазовый шумы в сигнале  $S_0(t)$  связаны следующими соотношениями:

$$G_{аш}(f_s) = K_s G_{фш}(f_s) \text{ при } K_s \in [10^{-3}; 10^{-4}];$$

$$G_{фш}(f_s) = (G_{фш}(f_{оп}) + 20 \lg N) \text{ дБ/Гц при } N = \frac{f_s}{f_{оп}},$$

где  $f_{оп}$  – частота опорного генератора;  $G_{фш}(f_{оп})$  – спектральная плотность мощности фазовых шумов опорного генератора размерностью дБ/Гц;  $N$  – коэффициент умножения частоты.

С учетом вышеизложенного при  $\sigma_3^2 \ll \sigma_2^2$  и  $\sigma_1^2 + \sigma_2^2 = \sigma_2^2 (1 + K_{аш})$ ,  $K_{аш} = \frac{\sigma_{аш}^2}{\sigma_{пл}^2}$ , имеем  $g_{вх}^2 = \frac{g_{вх}^2 (\Delta f_{лт} / \Delta f_k)}{2(1 + K_{аш})}$ . После прохождения  $k$ -го канала ПСА с учетом детектирования при обнаружении  $S_{отпр}(t)$  отношение сигнал/помеха по напряжению  $g_0$  определяется из соотношения  $g_0 = \frac{g_k^2 \sqrt{\Delta f_k T}}{\sqrt{1 + 2g_k^2}}$ , где  $T$  – постоянная интегрирования в каналах ПСА.

При  $\Delta f_k T \gg 1$  эффект на выходе  $k$ -го канала ПСА имеет гауссово распределение, и при этом вероятность правильного обнаружения  $P_{по}$  и ложной тревоги  $P_{лт}$  рассчитывается следующим образом:

$$P_{по} \Phi \left[ g_0 - \frac{\arcsin(1 - \alpha_k)}{\sqrt{1 + 2g_{вх}^2}} \right]; \quad \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt; \quad P_{лт} = n_k \alpha_k;$$

$$\alpha_k = 1 - \Phi(g_{пор}); \quad n_k = \frac{\Delta f_{пса}}{\Delta f_k}; \quad \Delta f_{пса} = \Delta f_{лт},$$

где  $\Phi(x)$  – функция Лапласа;  $\alpha_k$  – ложная тревога в одном канале ПСА;  $n_k$  – общее количество каналов ПСА;  $g_{пор}$  – нормированный порог;  $\Delta f_{пса}$  – полоса анализа.

В РУ, наряду с обнаружением  $S_{отпр}(t)$ , осуществляется оценка доплеровского смещения  $\hat{f}_d = f_k$  со среднеквадратичной погрешностью  $\sigma_{fd} = \frac{\Delta f_k}{2\sqrt{3}}$ .

Затем информация о  $\hat{f}_d$  с выхода ВПП через КРЛ поступает на ЦПОИ, где обрабатывается в УСОИ и Инд, где устанавливается факт наличия Ц в зоне обслуживания ПАРЛС, а также по величине  $\hat{f}_d$  и ее изменению от одного сеанса наблюдения к другому, устанавливается класс Ц по скорости ее перемещения.

**Меры по уменьшению влияния слепящего действия прямого сигнала на характеристики ВДП.** Для уменьшения влияния слепящего действия прямого сигнала  $S_0(t)$  на характеристики помехоустойчивости ВДП предлагается использовать следующие методы:

– антенна  $A_1$  должна быть ориентирована основным лепестком с усилением  $G_{ол}$  на Ц, а задним лепестком с усилением  $G_{зл}$  на ПП, что обеспечит развязку  $K_{зл} = G_{зл}/G_{ол}$ ;

– установка на направлении ПП–ВПП электродинамического экрана с коэффициентом подавления прямого сигнала  $K_3$ ;

– увеличение эффективной площади отражения от Ц при выполнении условия  $h_{п} > h_{ц}$ , где  $h_{п}$  – высота подъема антенны;  $h_{ц}$  – высота полета Ц;

– допустимая величина мощности прямого сигнала на входе ВДП выбирается из условия  $P_{пр}/P_{отр} \leq D$ , где  $D$  – рабочий динамический диапазон ВДП.

**Для иллюстрации полученных выше соотношений рассмотрим пример при следующих исходных данных:**  $f_s = 2,5 \cdot 10^9$  Гц;  $P_n G_n = 10^3$  Вт;  $v_{ц} \in [218; 650]$  км/ч;  $N_{ш} = 1,7$ ;  $D = 60$  дБ;  $P_{ару} = 10^{-5}$  Вт;  $\Delta f_k = 25$  Гц;  $P_{по} = 0,99$ ;  $P_{лт1} = 10^{-5}$ ;  $\sigma_{ц} = 10$  м<sup>2</sup>;  $r_1 = 20$  км.

В результате получаем:

1. Диапазон доплеровских смещений частоты сигнала  $S_0(t)$

$$f_{д} \in [f_{дн}; f_{дв}]; \quad f_{дн} = \frac{v_{цн}}{c} f_s = 500 \text{ Гц}; \quad f_{дв} = \frac{v_{цв}}{c} f_s = 1500 \text{ Гц},$$

где  $f_{дн}$ ,  $f_{дв}$  – нижняя и верхняя границы максимально ожидаемых доплеровских смещений частоты.

2. Шумовая полоса пропускания ЛТП ВДП  $\Delta f_{лт} = f_{дв} = 1500$  Гц.

3. Дисперсия внутреннего шума на входе ВДП  $\sigma_n^2 = k T_0 N_{ш} \Delta f_{лт} = 10^{-17}$  Вт.

4. Минимально допустимый уровень отраженного сигнала на входе ВДП при  $g_{вх}^2 = 1$ :  $P_{отр} = P_s$ ;  $P_s = \sigma_n^2 g_{вх}^2 = 10^{-17}$  Вт.

5. Максимально допустимый уровень прямого сигнала на входе ВДП

$$P_{пр} = P_{отр} D = 10^{-11} \text{ Вт}.$$

6. Коэффициенты передачи по мощности ЛТП и НЭ

$$K_{рлт} = \frac{P_{ару}}{P_{пр}} = 10^6; \quad K_{рнэ} = A K_{ару} \text{ при } A = 100 \text{ 1/Вт и } K_{рнэ} = 10^{-3}.$$

7. Дисперсия амплитудного шума прямого сигнала на входе НЭ

$$\sigma_{лш}^2 = P_{пр} K_{рлт} m_s; \quad m_s = G_{аш}(f_s) \Delta f_{лт}; \quad G_{аш}(f_s) = 10^{-3} G_{фш}(f_s); \\ G_{фш}(f_s) \text{ [дБ/Гц]} = G(f_{оп}) + 20 \lg N; \quad N = f_s / f_{оп}.$$

Как показано в работе [4, 20] при  $f_{оп} = 10^7$  Гц в ближней зоне до 10 кГц  $G(f_{оп}) = -150$  дБ/Гц. Учитывая, что  $N = 250$  получается  $G_{фш}(f_s) = -104$  дБ/Гц и  $G_{аш}(f_s) = -134$  дБ/Гц ( $4 \cdot 10^{-14}$  Вт/Гц);  $m_s = 1,6 \cdot 10^{-11}$  Вт;  $\sigma_{лш}^2 = 6 \cdot 10^{-16}$  Вт.

8. Отношение сигнал/помеха по мощности на выходе полосового фильтра  $k$ -го канала ПСА  $g_k^2 = \frac{g_{вх}^2 (\Delta f_{лт} / \Delta f_k)}{2(1 + K_{аш})}$  при  $K_{аш} = \frac{\sigma_{аш}^2}{\sigma_{пл}^2} = 6 \cdot 10^{-5}$ , имеем  $g_k^2 = 30$ ,  $\sigma_{пл}^2 = \sigma_n^2 K_{лт}$ .

9. Отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе интегратора  $k$ -го канала ПСА необходимого для обеспечения заданных  $P_{лт}$  и  $P_{по}$

$$g_{пор} = \arccos(1 - P_{лт1}) = 4,25; \quad g_0 = F(P_{по}, P_{лт1}) = 6,5.$$

10. Постоянная интегрирования на выходе  $k$ -го канала ПСА

$$T = \frac{(1 + 2g_k^2)g_0}{g_k^4 \Delta f_k} = 1,1 \text{ с}.$$

11. Величина подавления прямого сигнала, обусловленная ориентированием заднего лепестка диаграммы направленности антенны  $A_1$  ( $K_{зл}$ ) и использования электродинамического экрана  $K_3$ ,

$$K_{зл} K_3 = \frac{4\pi P_{пп} r_1^2}{P_n G_n S_{л1}}; \quad S_{л1} = \frac{G_{a1} \lambda_n^2}{4\pi}.$$

При  $G_{a1} = 80$ , имеем  $S_{a1} = 0,1 \text{ м}^2$  и  $K_{зл} K_3 = 5 \cdot 10^{-4}$ , что вполне практически реализуемо [9].

12. Максимальная дальность между ВПП и Ц определяется из следующих соотношений:  $R_{ц} r_2 = \sqrt{\frac{P_n G_n S_{a1} \sigma_{ц}}{(4\pi)^2 P_{отр}}} = 8 \cdot 10^8 \text{ м}$  и при  $R_{ц} = 2r_1$ , имеем  $R_{ц} = 4 \cdot 10^4 \text{ м}$  и  $r_2 = 2 \cdot 10^4 \text{ м}$ .

13. Для обеспечения  $\sigma_{ц} = 10 \text{ м}^2$  необходимо, чтобы для облучения на просвет [9] выполнялось условие  $h_{ц} > h_{цн}$ , где  $h_{цн}$  – высота подъема антенны ПП;  $h_{ц}$  – высота полета Ц.

14. При использовании в ВДП антенны с  $G_{a1} = 80$  ВДП обеспечивает в направлении переднего фронта зоны обнаружения пространственный сектор по азимуту  $\theta_{\alpha}$  и углу места  $\theta_{\beta}$ :  $\theta_{\alpha} \theta_{\beta} = \frac{25000}{G_{a1}} = 300$  и при  $\theta_{\beta} = 10^\circ$  имеем  $\theta_{\alpha} = 30^\circ$ .

15. Среднеквадратичная погрешность оценивания  $f_d$ :  $\sigma_{f_d} = \frac{\Delta f_k}{2\sqrt{3}} = 7,35 \text{ Гц}$ .

16. В ЦПОИ на основе оценок  $\hat{f}_d$  обеспечиваются предварительная оценка скорости Ц и классификация их на низкоскоростные и среднескоростные.

**Заключение.** Предлагаемая полуактивная радиолокационная система (ПАРЛС), использующая в качестве передатчиков подсвета цели выносные доплеровские приемники, обладает следующими достоинствами: простота аппаратной реализации, высокие быстродействие и чувствительность, а также возможность беспереходной пространственной и частотной обработки излучений. Недостатком предлагаемого варианта является низкая скрытность функционирования ПАРЛС. Однако данный недостаток легко устраняется при использовании перестройки частоты в передатчике подсвета (ПП) или при использовании в ПАРЛС нескольких пространственно-разнесенных ПП, осуществляющих излучения по определенной частотно-временной программе.

В работе также рассмотрен комплекс мер для обеспечения уменьшения слепящего действия прямого сигнала на доплеровский приемник, обеспечивающих увеличение дальности действия полуактивных радиолокационных систем до 40 км.

Результаты выполненных исследований могут быть использованы при проектировании перспективных ПАРЛС.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.
2. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Радиосистема обнаружения и определения координат целей с использованием передатчика подсвета // Специальная техника. – 2016. – № 1. – С. 2-9.
3. Willis N.J., Griffiths H.D. Advances in Bistatic Radar. – SciTech Publishing, 2007.
4. Баранов А.А., Брагарь А.П. Влияние профиля фазовых шумов гетеродина с прямым синтезом на величину среднеквадратического отклонения фазового шума // Тр. МНТК «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж: ВНИИС, 2007. – Т. 2. – С. 1394-1390.
5. Петров А.С., Прилуцкий А.А. Компенсация фазового шума на синхронном детекторе // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2009. – № 11. – С. 49-53.
6. Абрамян А.А. Асинхронное детектирование и прием импульсных радиосигналов. – М.: Сов. Радио, 1966. – 296 с.
7. Аптэк Ю.Э., Горелов А.И. К вопросу об измерении шумов СВЧ генераторов // Вопросы радиоэлектроники. Серия «Радиоизмерительная техника». – 1965. – Вып. 1. – С. 3-17.
8. IEEE Radar, Sonar and Navigation. – 2005. – No. 3.
9. Островский О.С., Одаренко Е.Н. Защитные экраны и поглотители электромагнитных волн // ФИП PSE. – 2003. – Т. 1, № 2. – С. 161-173.

10. *Кондратьев В.С., Котов А.Ф. и др.* Многопозиционные РТС. – М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
11. IEEE Aerospace and Electronic System Magazine. – 2012. – № 10.
12. IEEE Aerospace and Electronic System Magazine. – 2012. – № 11.
13. *Griffiths H., Baker C.* Passive Bistatic Radar // Principles of Modern Radar. Vol. 3: Radar Applications / ed. by W.L. Melvin, J.A. Scheer. – Edison: SciTech Publishing, 2014. – P. 499-541.
14. *Willis N.J.* Bistatic Radars. – 2<sup>nd</sup> ed. Raleigh: SciTech Publishing, 2005.
15. Bistatic Radar: Principles and Practice / ed. by M. Cherniakov. – Chichester: John Wiley & Sons, 2007.
16. Bistatic Radar: Emerging Technology / ed. by M. Cherniakov. – Chichester: John Wiley & Sons, 2008.
17. *Аверьянов В.Я.* Разнесенные радиолокационные станции и системы. – Минск: Наука и техника, 1978.
18. *Малышкин Е.А.* Пассивная радиолокация. – М.: Воениздат, 1961.
19. *Охрименко А.Е.* Основы обработки и передачи информации. – Минск: МВИЗРУ ПВО, 1990.
20. *Griffiths H.* Passive bistatic radar and waveform diversity // Technical Report RTO-EN-SET-119. NATO Science and Technology Organization, 2009.
21. *Howard P.E., Maksimiuk D., Reitsma G.* FM radio based bistatic radar // IEEE Proc. On Radar, Sonar and Navigation. – 2005. – No. 5. – P. 107-115.
22. *Bernaschi M., Di Lallo A., Farina A. et al.* Use a graphics processing unit for passive radar signal and data processing // IEEE AES Magazine. – 2012. – No. 10. – P. 52-59.
23. *Palmer J., Palumbo S., Cao T.-T. V., Howard S.* A new illuminator of opportunity bistatic radar research project at DSTO // Technical Report DSTO-TR-2269. Defense Science and Technology Organization, Edinburgh, 2009.
24. *Richards M.A.* Fundamentals of radar signal processing. – New York: McGraw Hill, 2005.
25. *Фам Хуан Туен.* Экспериментальные исследования макета полуактивной радиолокационной системы при использовании радиополучений цифрового эфирного телевидения DVB-T2 // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2014. – № 5. – С. 29-32.

#### REFERENCES

1. *Perunov Yu.M., Fomichev K.I., Yudin L.M.* Radioelektronnoe podavlenie informatsionnykh kanalov sistem upravleniya oruzhiem [Electronic suppression of information channels of weapons control systems]. Moscow: Radiotekhnika, 2003, 416 p.
2. *Dyatlov A.P., Dyatlov P.A.* Radiosistema obnaruzheniya i opredeleniya koordinat tseley s ispol'zovaniem peredatchika podsveta [Radio system for detecting and determining the coordinates of targets using a backlight transmitter], *Spetsial'naya tekhnika* [Special technology], 2016, No. 1, pp. 2-9.
3. *Willis N.J., Griffiths H.D.* Advances in Bistatic Radar. SciTech Publishing, 2007.
4. *Baranov A.A., Bragar' A.P.* Vliyanie profilya fazovykh шумов geterodina s pryamym sintezom na velichinu srednekvadraticshego otkloneniya fazovogo shuma [Influence of the phase noise profile of a heterodyne with direct synthesis on the value of the root-mean-square deviation of the phase noise], *Tr. MNTK «Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz'»* [Proceedings of the IRTC "Radar location, navigation, communication"]. Voronezh: VNIIS, 2007, Vol. 2, pp. 1394-1390.
5. *Petrov A.S., Prilutskiy A.A.* Kompensatsiya fazovogo shuma na sinkhronnom detektore [Phase noise compensation on a synchronous detector], *Elektromagnitnye volny i elektronnyye sistemy* [Electromagnetic waves and electronic systems], 2009, No. 11, pp. 49-53.
6. *Abramyan A.A.* Asinkhronnoe detektirovanie i priem impul'snykh radiosignalov [Asynchronous detection and reception of pulsed radio signals]. Moscow: Sov. Radio, 1966, 296 p.
7. *Aptek Yu.E., Gorelov A.I.* K voprosu ob izmerenii шумов SVCh generatorov [On the question of measuring the noise of microwave generators], *Voprosy radioelektroniki. Seriya «Radioizmeritel'naya tekhnika»* [Questions of radio electronics, series "Radio measuring equipment"], 1865, Issue 1, pp. 3-17.
8. IEEE Radar, Sonar and Navigation, 2005, No. 3.

9. *Ostrovskiy O.S., Odarenko E.N.* Zashchitnye ekrany i poglotiteli elektromagnitnykh voln [Protective screens and absorbers of electromagnetic waves], *FIP PSE* [FIP PSE], 2003, Vol. 1, No. 2, pp. 161-173.
10. *Kondrat'ev V.S., Kotov A.F. i dr.* Mnogopozitsionnye RTS [Multi-position RTS], Moscow: Radio i svyaz', 1986, 264 p.
11. IEEE Aerospace and Electronic System Magazine, 2012, No. 10.
12. IEEE Aerospace and Electronic System Magazine, 2012, No. 11.
13. *Griffiths H., Baker C.* Passive Bistatic Radar, *Principles of Modern Radar. Vol. 3: Radar Applications*, ed. by W.L. Melvin, J.A. Scheer. Edison: SciTech Publishing, 2014, pp. 499-541.
14. *Willis N.J.* Bistatic Radars. 2<sup>nd</sup> ed. Raleigh: SciTech Publishing, 2005.
15. Bistatic Radar: Principles and Practice, ed. by M. Cherniakov. Chichester: John Wiley & Sons, 2007.
16. Bistatic Radar: Emerging Technology, ed. by M. Cherniakov. Chichester: John Wiley & Sons, 2008.
17. *Aver'yanov V.Ya.* Raznesennye radiolokatsionnye stantsii i sistemy [Spaced apart radar stations and systems]. Minsk: Nauka i tekhnika, 1978.
18. *Malyshkin E.A.* Passivnaya radiolokatsiya [Passive radar]. Moscow: Voenizdat, 1961.
19. *Okhrimenko A.E.* Osnovy obrabotki i peredachi informatsii [Basics of information processing and transmission]. Minsk: MVIZRU PVO, 1990.
20. *Griffiths H.* Passive bistatic radar and waveform diversity, *Technical Report RTO-EN-SET-119. NATO Science and Technology Organization, 2009.*
21. *Howard P.E., Maksimiuk D., Reitsma G.* FM radio based bistatic radar, *IEEE Proc. On Radar, Sonar and Navigation*, 2005, No. 5, pp. 107-115.
22. *Bernaschi M., Di Lallo A., Farina A. et al.* Use a graphics processing unit for passive radar signal and data processing, *IEEE AES Magazine*, 2012, No. 10, pp. 52-59.
23. *Palmer J., Palumbo S., Cao T.-T. V., Howard S.* A new illuminator of opportunity bistatic radar research project at DSTO, *Technical Report DSTO-TR-2269. Defense Science and Technology Organization, Edinburgh, 2009.*
24. *Richards M.A.* Fundamentals of radar signal processing. New York: McGraw Hill, 2005.
25. *Fam Khuan Tiep.* Eksperimental'nye issledovaniya maketa poluaktivnoy radiolokatsionnoy sistemy pri ispol'zovanii radioizlucheniya tsifrovogo efirmogo televideniya DVB-T2 [Experimental studies of a model of a semi-active radar system using radio emissions from digital terrestrial television DVB-T2], *Izvestiya vuzov Rossii. Radioelektronika* [Izvestiya Universities of Russia. Radio electronics], 2014, No. 5, pp. 29-32.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Д.Д. Габриэлян.

**Дятлов Павел Анатольевич** – Южный федеральный университет; e-mail: [padyatlov@sfedu.ru](mailto:padyatlov@sfedu.ru); 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: +79604420655; кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем; доцент.

**Кульбикаян Баграт Хачересович** – Ростовский государственный университет путей сообщения; e-mail: [bagratk@mail.ru](mailto:bagratk@mail.ru); 344038, г. Ростов-на-Дону, пл. Ростовского Стрелкового Полка Народного Ополчения, 2; тел.: +78632726456; Управление информатизации РГУПС; Начальник управление информатизации РГУПС, доцент.

**Dyatlov Pavel Anatolievich** – Southern Federal University; e-mail: [padyatlov@sfedu.ru](mailto:padyatlov@sfedu.ru); 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +79604420655; the department of radio engineering & telecommunication systems associate professor.

**Kulbikayan Bagrat Khacheresovich** – Rostov State Transport University; e-mail: [bagratk@mail.ru](mailto:bagratk@mail.ru); 2, Rostovskogo Strelkovogo Polka Narodnogo Opolcheniya, Rostov-on-Don, 344038, Russia; phone: +78632726456; the department of informatization; head of informatization department of RSTU; associate professor.

**Р.Р. Ибадов, В.П. Федосов, С.Р. Ибадов**

**ВОССТАНОВЛЕНИЕ ДЕФЕКТОВ И СЛЕПОЙ ЗОНЫ  
НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ  
БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ КАРТОГРАФИРОВАНИЯ  
НА ОСНОВЕ ДОПЛЕРОВСКОГО ОБУЖЕНИЯ ЛУЧА**

*Проблема формирования радиолокационного изображения (РЛИ) земной поверхности в реальном времени остается одной из актуальных при решении задач радиовидения, несмотря на появление большого количества публикаций в этой области, отражающих целый спектр новых методов и алгоритмов обработки траекторного сигнала с целью повышения качества изображений. Основная цель при формировании РЛИ – достижение максимальной разрешающей способности и качества изображения в условиях реальных ограничений, связанных с уходом параметров принимаемого траекторного сигнала (время синтезирования), неточностью измерения и изменчивостью летных характеристик (скорость, ускорение, траектория полета), воздействием широкого спектра шумов и помех, как внешних, так и внутренних, на фоне маломощного принимаемого сигнала от удаленных радиоотражателей (энергетические ресурсы). В статье исследован алгоритм построения и восстановления изображений подстилающей поверхности и разработана его программная реализация. Показана эффективность нового подхода на нескольких примерах для различных областей подстилающей поверхности со слепой зоной. Предметом исследования являются методы и алгоритмы построения карты местности и реконструкции потерянных участков изображений. Объектом исследования является набор из тестовых изображений. Результатом исследования является разработка метода восстановления изображений с целью восстановления потерянной области. Новизной работы является алгоритм, позволяющий повысить качество восстановления изображений на основе нейронной сети. Полученные результаты позволяют восстановить области. Оценка эффективности метода восстановления изображений проводилась с помощью статистического критерия – среднеквадратического отклонения результата обработки от истинного изображения. В результате решения поставленных задач можно сделать выводы: – Разработан метод построения и восстановления изображений подстилающей поверхности на основе поиска похожих блоков с последующим их объединении нейронной сетью. – Анализ результатов проведенного исследования показал, что предложенный метод позволяет улучшить качество реконструкции изображений.*

*Восстановление изображений; доплеровское обужение луча; карта местности; картографирование; корреляция, синтез текстур.*

**R.R. Ibadov, V.P. Fedosov, S.R. Ibadov**

**RESTORATION OF DEFECTS AND BLIND ZONE ON IMAGES  
OF UNDERLYING SURFACE FOR ONBOARD RADAR SYSTEMS  
OF MAPPING BASED ON DOPPLER BEAM SHARPENING**

*The problem of forming a radar image (RI) of the earth's surface in real time remains one of the most urgent in solving radio imaging problems, despite the appearance of a large number of publications in this area, reflecting a whole range of new methods and algorithms for processing trajectory signals in order to improve the quality of images. The main goal in the formation of radar images is to achieve the maximum resolution and image quality under real constraints associated with the drift of the parameters of the received trajectory signal (synthesis time), measurement inaccuracy and variability of flight characteristics (speed, acceleration, flight trajectory), exposure to a wide range of noise and interference, both external and internal, against the background of a low-power received signal from remote radio reflectors (energy resources). The article investigates an algorithm for constructing and restoring images of the underlying surface and develops its software implementation. The effectiveness of the new approach is shown using sever-*

*al examples for various areas of the underlying surface with a blind spot. The subject of the research is methods and algorithms for constructing a terrain map and reconstructing lost image areas. The research object is a set of test images. The result of the research is the development of a method for image restoration in order to restore the lost area. The novelty of the work is an algorithm that improves the quality of image restoration based on a neural network. The results obtained make it possible to restore the areas. Evaluation of the efficiency of the image restoration method was carried out using a statistical criterion - the root mean square error of the processing result from the true image. As a result of solving the tasks, we can draw conclusions: – A method was developed for constructing and restoring images of the underlying surface based on the search for similar blocks with their subsequent combining by a neural network. – Analysis of the results of the study showed that the proposed method improves the quality of image reconstruction.*

*Image recovery; doppler beam sharpening; local map; mapping; correlation, texture synthesis.*

**Введение.** Распознавание подстилающей поверхности и объектов на них в любых погодных условиях с высоким разрешением становится все более и более важной задачей. В бортовых системах картографирование в режиме прямого просмотра, реализуется с помощью реального луча диаграммы направленности антенны. Принцип получения изображения наблюдаемого участка поверхности Земли, выносимого на экран бортовой системы, основывается на том, что различные участки земной поверхности и объекты на ней отражают радиоволны. Интенсивность отраженного сигнала зависит от отражающей способности элементов поверхности Земли. Количественно отражающая способность поверхности Земли характеризуется коэффициентом отражения или удельной эффективной площадью отражения. Характер отражения радиоволн от земной поверхности зависит от электродинамических свойств, степени неровности (шероховатости) поверхности, а также от длины волны, поляризации и угла падения зондирующих электромагнитных волн. При облучении поверхности Земли энергия падающего электромагнитного поля частично поглощается почвой, растительностью, водной поверхностью и наземными объектами, а частично отражается. Чем выше электрическая проводимость объектов отражения, тем больше коэффициент отражения земной поверхности. От гладких участков земной поверхности, размеры которых значительно превосходят длину волны зондирующих колебаний, радиоволны отражаются зеркально. Отражения же от шероховатой поверхности носят диффузный характер [1 – 7].

Обзор земной поверхности осуществляется последовательным зондированием участков поверхности в радиальном направлении за счет естественного распространения зондирующих электромагнитных колебаний и сканирования антенны РЛС в заданном секторе по азимуту. За время смещения антенны по азимуту на ширину главного луча ДНА проходит несколько циклов излучения зондирующих и приема отраженных сигналов, что позволяет некогерентно накапливать несколько десятков и даже сотен отраженных импульсов. Поэтому получаемое изображение имеет слабую зернистость и хорошую дешифрируемость. Перемещение луча характеристики направленности антенны (ХНА) по поверхности Земли обеспечивает построение изображения, выносимого на экран бортовой системы, яркость которого в каждой его точке определяется типом подстилающей поверхности, попадающей в главный луч ХНА. Режим картографирования реальным лучом характеризуется невысоким разрешением по угловой координате, которое определяется шириной главного луча ХНА.

Технология синтезированной апертуры решетки (САР) позволяет реализовать высокое разрешение по азимуту, в то время как технология доплеровского облучения луча (ДОЛ) может обеспечить наилучшее разрешение по азимуту в условиях крупномасштабного сканирования. При этом режим ДОЛ имеет слепую зону в направлении движения носителя РЛС, в пределах которой доплеровское

смещение частоты сигнала, отраженного от поверхности, слабо зависит от азимутального направления на участки поверхности в пределах картографируемого участка и даже обладает двузначностью по обе стороны от направления движения. В тоже время режим ДОЛ обладает более высоким быстродействием по сравнению с режимом САР и позволяет строить карту местности в процессе маневрирования носителя РЛС.

**Цели и задачи.** Целью исследований является повышение точности реконструкции изображений, которая заключается в выделении и восстановлении слепой зоны.

Задачи исследования:

- ◆ Разработать метод восстановления изображений карты местности.
- ◆ Провести анализ результатов предложенного метода.

**Основная часть.** Построение радиолокационной модели представлено на рис. 1:

На одной дальности отражения имеют разные доплеровские смещения частоты в зависимости от азимутального направления. Поэтому если направить ХНА по азимуту в пределах от  $10^\circ$  до  $60^\circ$ , то там зависимость от азимутального угла  $\cos \alpha$  в пределах узкой диаграммы направленности будет линейным. Поэтому, когда применяется быстрое преобразование Фурье (БПФ) к эхо-сигналу с одной дальности т.е. к пачке импульсов, то каждая амплитуда результата БПФ будет соответствовать разным направления по азимуту и будет обеспечивать построение карты местности в пределах характеристики направленности. Значение амплитуды будет соответствовать яркости и контрастности элементов участка поверхности Земли. Если положение ХНА не меняется, а меняется база БПФ, то разрешение по Доплеру повышается, т.е. пиксели уменьшаются по азимуту. Соответственно разрешение по Доплеру, а значит и по углу, будет увеличиваться.

Частота Доплера рассчитывается по формуле (1):

$$F_{D_{\max}} = \frac{2 \cdot V_H}{\lambda}, \quad (1)$$

где  $V_H$  – скорость носителя;  $\lambda$  – длина волны.

Доплеровская частота в пределах ХНА равна (2):

$$F_{D_{11}} = F_{D_{\max}} \cos \alpha_1 \cos \beta_1, \quad (2)$$

где  $\alpha_1$  – азимут;  $\beta_1$  – угол места.

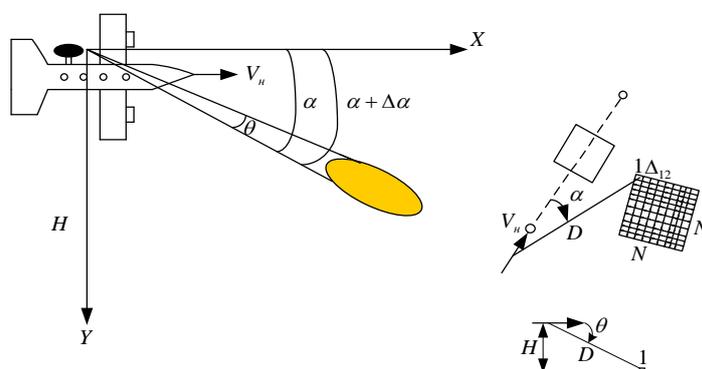


Рис. 1. Картографирование с помощью ДОЛ

Обозначения на рис. 1:  $H$  – высота носителя;  $V_n$  – скорость носителя;  $\theta$  – ширина ХНА;  $\alpha$  – азимутальный угол;  $\Delta\alpha$  – элементарный угол, соответствующий изменению частоты Доплера в пределах ширины ХНА по азимуту.

Проблема построения карты местности вблизи направления движения носителя заключается в том, что  $\cos \alpha$ , слабо зависит от азимутального угла (как и доплеровское приращение частоты) и имеет двузначность при  $\alpha$ , близком к нулю. Чтобы восстановить слепую зону в направлении движения носителя РЛС в данной работе используется метод восстановления изображений на основе поиска похожих блоков и их комбинирования с помощью нейронной сети [8–13].

Необходимость в применении корреляционного анализа возникает при определении влияния вида объектов на картографируемом участке местности на эффективность применения методов восстановления потерянного участка при его картографировании [14]. Автокорреляция представляет собой статистическую взаимосвязь между случайными величинами из одного ряда, взятыми со сдвигом, на карте местности. В анализе изображений при автокорреляции шаблон совпадает с изображением, а сдвиг происходит по направлениям осей  $x, y$ .

Далее для сравнения участков изображения используем автокорреляционные функции  $R_{zz}$  и  $R_{tt}$ , которые определяются по формуле (3):

$$R_{zz}(x, y) = \sum_{i=x-\frac{w}{2}}^{x+\frac{w}{2}} \sum_{j=y-\frac{l}{2}}^{y+\frac{l}{2}} z^2(i, j), \quad R_{tt}\left(\frac{w}{2}, \frac{l}{2}\right) = \sum_{i=0}^{w-1} \sum_{j=0}^{l-1} t^2(i, j), \quad (3)$$

где  $R_{zz}$  и  $R_{tt}$  – значения автокорреляционных функций и шаблона.

Разбиваем исходное изображение (рис. 2) на блоки, размером 256 на 256 пикселей и считаем в каждом блоке пространственную корреляционную функцию (рис. 3).



Рис. 2. Оригинальное изображение карты местности

Если есть продолжительные фрагменты, то у них выше корреляция пространств, то есть она медленнее затухает при смещении, а значит больше возможность восстановления.

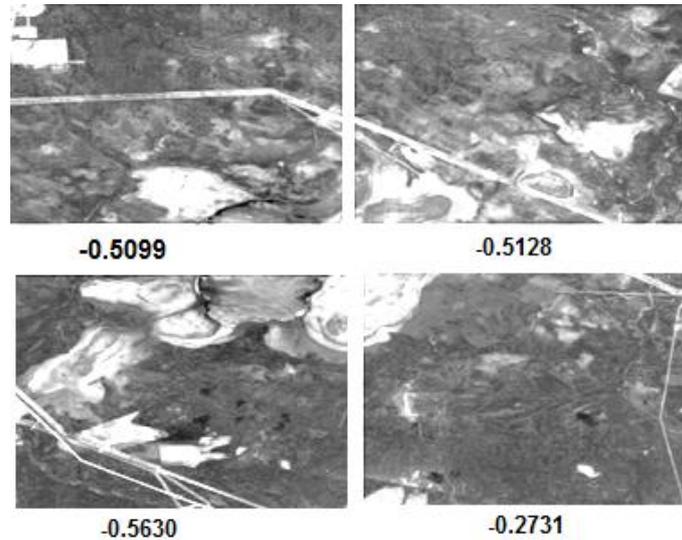


Рис. 3. Пространственная корреляция в блоках 256 на 256 пикселей

Карта салиентности (внимания):

Салиентность – это термин обозначающий свойство объекта, человека, пикселя и т.д. выделяться на фоне группы других, соседних объектов того же типа. Карта салиентности – вероятность того, что при первом взгляде человек обратит внимание на конкретные пиксели.

Большинство моделей визуального поиска (независимо от того, используют ли они явные движения глаз или смещение внимания) основаны на концепции карт визуальной значимости – явно определенных двумерных карт, которые кодируют значимость. Значимость («заметная позиция», «выступающие детали») – здесь и далее будет использоваться как синоним визуального внимания в контексте этой задачи. Как отмечают Л. Итти и К. Кох, ресурсы любой компьютерной системы ограничены, что приводит к эффекту «затора», и человеческое зрение (как и подобная система) не является исключением. Пропускная способность оптического нерва составляет около 108 бит / с, что в несколько раз превышает способность мозга полностью обрабатывать поступающую информацию и преобразовывать ее в сознательный опыт. Наше видение отбирает определенные части входящей информации, которые более предпочтительны для обработки, перемещая фокус из одной области в другую, выполняя серию вычислений, вместо того, чтобы пытаться обрабатывать все сразу. Другими словами, несмотря на ошибку, что мы видим все, что нас окружает, в какой-то момент наше зрение регистрирует и обрабатывает только небольшую часть поступающей информации [15]. На рис. 4 показано построение карты значимости (карты внимания) на основе модели, впервые предложенной в 1998 году Л. Итти и К. Кохом (IT-метод).

Метод реконструкции основан на синтезе текстур. На первом шаге, для каждого пикселя границы  $\delta S_{i,j}$  с помощью метода инверсий адаптивно определяется форма области для поиска подобия, которая формируется путем объединения двух смежных однородных подобластей в направлении максимума градиента [16].

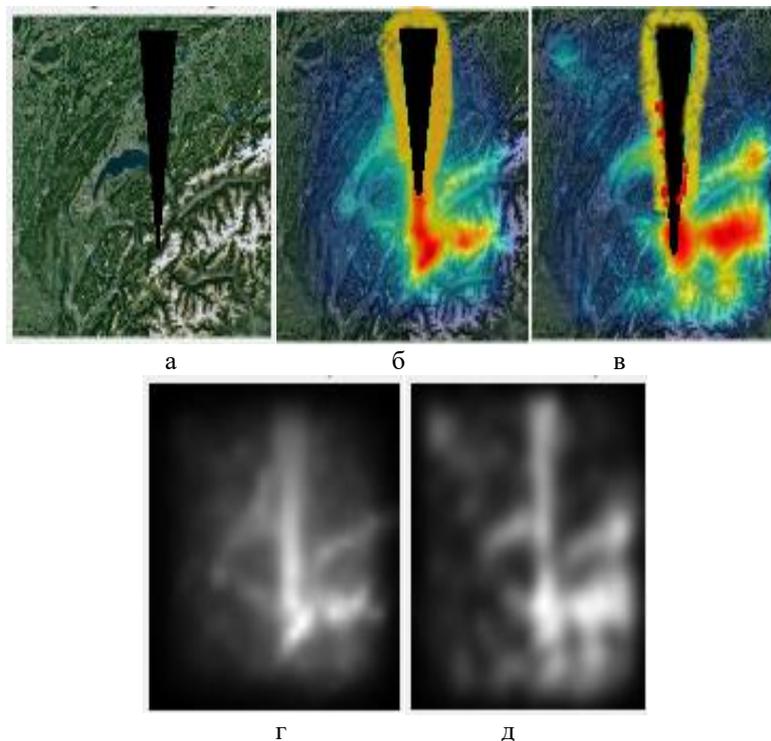


Рис. 4. Карта внимания подстилающей поверхности: а – изображение, с потерянной областью, б – карта GVBS, в – карта Itti/Koch, г – карта GVBS, д – карта Itti/Koch

На втором шаге вычисляется значение приоритета  $P(\delta S)$  (4) для каждого значения пикселя границы, который состоит из трех множителей (5):

$$P(\delta S) = C(\delta S) \cdot D(\delta S) \cdot T(\delta S), \quad (4)$$

$$C(\delta S) = \frac{\sum_{l \in \Psi_{\delta S}} C(l)}{|\Psi_{\delta S}|}, D(\delta S) = \frac{|\nabla I_{\delta S}^{\perp} \cdot n_{\delta S}|}{\alpha}, T(\delta S) = \frac{\sum T_{\Psi_q}(s)}{T_{\max}(\text{Im})}, \quad (5)$$

где  $\delta S_{i,j}$  – текущий пиксель на границе доступных пикселей;  $C(\delta S)$  – коэффициент доверия;  $D(\delta S)$  – коэффициент градиента;  $T(\delta S)$  – коэффициент карты внимания,  $\Psi_{\delta S}$  – адаптивный блок пикселей с центром в пикселе  $\delta S_{i,j}$ ;  $|\Psi_{\delta S}|$  – количество пикселей адаптивного блока,  $\nabla I_{\delta S}^{\perp}$  – вектор, ортогональный градиенту в точке  $\delta S_{i,j}$ ;  $n_{\delta S}$  – вектор, ортогональный границе  $\delta S$  в точке  $\delta S_{i,j}$ ;  $\alpha$  – нормированный множитель, который для восьми битных изображений равен 255;  $T_{\Psi_q}(S)$  – доступные значения карты внимания в блоке  $\Psi_q$ ;  $T_{\max}(\text{Im})$  – значения карты внимания по всему изображению [17].

Определяется пиксель  $p \in (i, j)$  с максимальным значением приоритета  $\max(P(\delta S_{i,j}))$  на границе  $\delta S$  и выбирается адаптивная область  $\Psi_p$ , принадлежащая данному пикселю.

На третьем шаге, находятся блоки  $\psi_{q^{(h)}}$ ,  $h = \overline{1, R}$  в области доступных пикселей  $S$  для которых евклидова метрика минимальна [18].

Значения пикселей в области  $\eta$  смежные к пикселю с максимальным приоритетом  $p$  восстанавливаются путем усреднения соответствующих пикселей из найденных областей  $\psi_{q^{(h)}}$  в области доступных пикселей  $S$  с помощью нейронной сети, в качестве нейронной сети был выбран многослойный персептрон [19].

В данной работе используется нейронная сеть прямого распространения сигнала для формирования наиболее похожего блока, обученная с помощью алгоритма обратного распространения ошибки (рис. 5) [20].

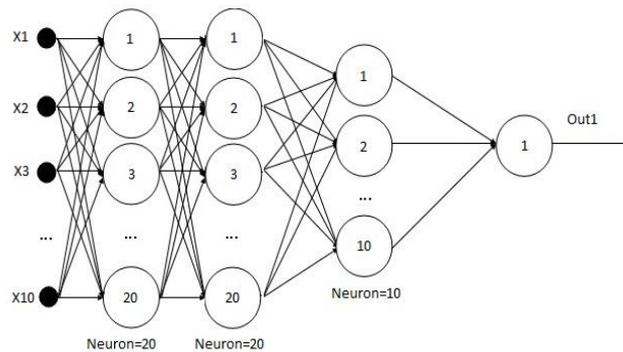


Рис. 5. Архитектура нейронной сети

Далее приводится результат обработки предложенным методом на тестовом изображении с потерянными пикселями в слепой зоне.

Анализ результатов показывает, что предложенный метод позволяет эффективно восстанавливать потерянные участки изображения [21].

**Экспериментальные результаты.** Эффективность представленного подхода реконструкции изображений проверялась на тестовых изображениях подстилающей поверхности. На рис. 6–7 показаны результаты реконструкции изображений (а – оригинальное изображение, б – изображение с потерянной областью, в – изображение, восстановленное предложенным методом).

Для количественной оценки работы метода используется среднеквадратичное отклонение (RMSE) [22].

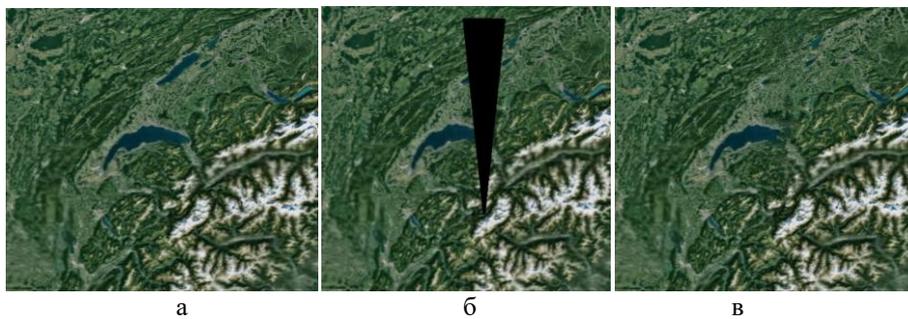


Рис. 6. Результат работы метода: а – исходное изображение, б – изображение, с маской искаженных пикселей, в – изображение, восстановленное предлагаемым методом

Данный критерий качества (6) является достаточно распространённым для определения различий между парой данных [23].

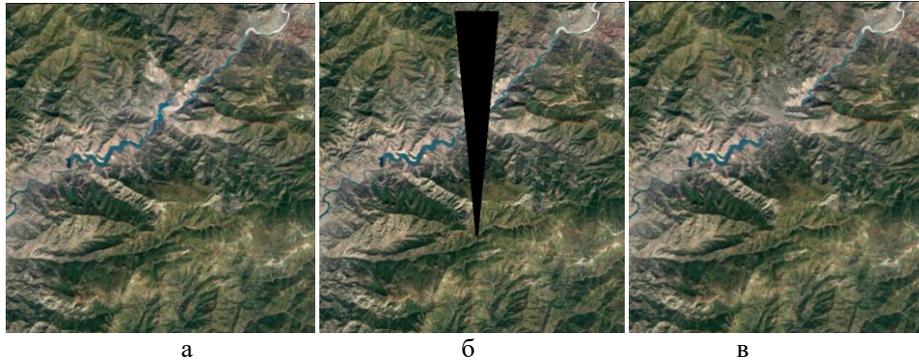


Рис. 7. Результат работы метода: а – исходное изображение, б – изображение, с маской искаженных пикселей, в – изображение, восстановленное предлагаемым методом

В качестве входных данных используются наблюдаемое изображение и оригинальное изображение [24]. Выражение RMSE показывает, как получить числовое значение данного критерия качества.

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (X_{n,i} - X_{o,i})^2}{n-1}}, \quad (6)$$

где  $x_{n,i}$  – наблюдаемое изображение,  $x_{o,i}$  – оригинальное изображение.

В данном случае для рис. 5 среднееквадратическое отклонение равно:  $RMSE = 9,84$ ; для рис. 6:  $RMSE = 11,02$ .

Ошибка восстановления в процентном соотношении рассчитывается [25]:

Для рис. 6:

$$R = \frac{RMSE}{Pell_{all}^2} \cdot 100 = \frac{9,84}{68,719,476} \cdot 100 = 14,31\%, \quad (7)$$

где  $Pell_{all}^2$  – пиксели изображения;  $RMSE$  – среднееквадратическое отклонение.

Для рис. 7:

$$R = \frac{RMSE}{Pell_{all}^2} \cdot 100 = \frac{11,02}{68,719,476} \cdot 100 = 16,03\%, \quad (8)$$

Анализ результатов показывает, что чем выше пространственная корреляция, тем меньше погрешность восстановления.

Большее значение среднееквадратического отклонения показывает больший разброс значений в представленном множестве относительно средней величины множества. Меньшее значение, соответственно, показывает, что значения в множестве сгруппированы вокруг среднего значения. Исследование значений погрешности показывает, что использование предложенного метода позволяет существенно увеличить эффективность восстановления изображений.

**Заключение.** В работе представлен метод восстановления слепой зоны в направлении движения носителя РЛС на основе поиска похожих блоков и их комбинирования с помощью нейронной сети. Результаты показывают, что качество восстановления зависит от типа отражающей поверхности. Если имеется на поверх-

ности детали, которые будут продолжительными и справа и слева относительно линии полета, т.е. относительно слепой зоны, то восстановление достаточно эффективное. Исследования показали, что данный метод эффективно работает в задачах анализа изображений, когда не предъявляется строгих требований к форме границы между статистически однородными областями. Качество восстановления изображений зависит от априорной информации о размере и формы области восстановления и геометрических свойствах изображения. Представленные примеры демонстрирует эффективность разработанного алгоритма при реконструкции областей карты местности с потерянными пикселями. Различие восстановленного изображения от оригинального в среднем составляет 15%, что является высоким показателем сходства изображений.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Белый Ю.И., Таганцев В.А.* Радиолокационный прицельный комплекс Н001: модернизация продолжается // Радиотехника. – 2005. – № 2. – С. 28-29.
2. *Матвеев А.М.* Построение модели и предобработка изображения подстилающей поверхности для радиолокационных систем с доплеровским облучением луча на основе информации, получаемой о поверхности в оптическом диапазоне // Электронный журнал. – 2004.
3. *Величкин А.И., Карпов О.А., Таланцев В.В., Толстов Е.Ф.* Повышение разрешающей способности авиационной РЛС при наблюдении вперед // Радиотехника. – 1998. – № 12. – С. 12.
4. *Козаев А.А., Колтышев Е.Е., Фролов А.Ю., Янковский В.Т.* Алгоритм доплеровского измерения скорости в РЛС с синтезированной апертурой // Радиотехника. – 2005. – № 6. – С. 13-16.
5. *Антипов В.Н., Сусяков Д.Ю.* Картографирование и обнаружение наземных движущихся целей // Радиотехника. – 2005. – № 6. – С. 10-12.
6. *Витязев В.В., Колодько Г.Н., Витязев С.В.* Способы и алгоритмы формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского облучения луча // Цифровая обработка сигналов. – 2006. – № 3. – С. 31-41.
7. *Витязев В.В., Витязев С.В., Зайцев А.А.* Многоскоростная обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние (Ч. 1) // Цифровая обработка сигналов. – 2008. – № 1. – С. 12-21.
8. *Витязев В.В., Витязев С.В.* Методы синтеза узкополосного адаптивного КИХ-фильтра на основе многоскоростной обработки // Цифровая обработка сигналов. – 2007. – № 4. – С. 13.
9. *Марчук В.И., Воронин В.В., Шерстобитов А.И.* Метод восстановления значений двумерных сигналов на основе синтеза текстуры и структуры изображений // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2010. – Т. 6, № 2.
10. *Марчук В.И., Воронин В.В., Франц В.А.* Модифицированный метод восстановления двумерных сигналов // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. – 2011. – № 1 (115).
11. *Воронин В.В., Франц В.А., Гапон Н.В., Фисунов А.В.* Алгоритм реконструкции фона видеосигналов // Современное состояние естественных и технических наук. – 2013. – С. 63-67.
12. *Liu G., Reda F. A., Shih K.J., Wang T.C., Tao A., Catanzaro B.* Image inpainting for irregular holes using partial convolutions // Proceedings of the European Conference on Computer Vision (ECCV). – 2018. – P. 85-100.
13. *Yu J., Lin Z., Yang J., Shen X., Lu X., Huang, T.S.* Generative image inpainting with contextual attention // Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition. – 2018. – P. 5505-5514.
14. *Voronin V.V., Silyakin R., Marchuk V.I., Yigang Cen, Galustov G., Egiazarian K.O.* Video inpainting of complex scenes based on local statistical model // IS&T International Symposium on Electronic Imaging. – Image Processing 2016. – P. 1-6.

15. Gapon N., Ponamorenko M., Pismenskova M., Tokareva O. Image inpainting using a neural network // MATEC Web of Conferences. – EDP Sciences, 2017. – Vol. 132. – P. 05015.
16. Voronin V.V., Marchuk V.I., Sherstobitov A.I., Semenishchev E.A., Frantc V.A. Image reconstruction on the basis of a textural geometrical model // Pattern Recognition and Image Analysis. – 2015. – Vol. 25, No. 3. – P. 553-562.
17. Гапон Н.В., Воронин В.В., Сизякин Р.А., Письменскова М.М., Ибадов Р.Р. Исследование возможности сжатия цифровых изображений на основе подходов реконструкции двумерных сигналов // Динамика технических систем. – 2017. – С. 73-78.
18. Ибадов Р.Р., Ибадов С.Р., Воронин В.В., Федосов В.П. Модифицированный метод реконструкции изображений на основе поиска подобных областей // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2017. – № 6 (191). – С. 179-189.
19. Ибадов Р.Р., Ибадов С.Р., Мелешкин С.Н., Федосов В.П. Восстановление поврежденных участков изображений методом синтеза текстур // Радиолокация, навигация, связь. – 2020. – Т. 2. – С. 113-118.
20. Ибадов Р.Р., Федосов В.П., Воронин В.В., Ибадов С.Р. Исследование метода синтеза текстур изображений поверхности земли на основе нейронной сети // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2019. – № 5 (207). – С. 16-25.
21. Ibadov R.R., Fedosov V.P., Ibadov S.R., Kucheryavenko S.V. Recovering lost areas of the underlying image surface using a method based on similar blocks // AIP Conference Proceedings. – 2019. – Vol. 2188. – P. 050001.
22. Ibadov R.R., Fedosov V.P., Ibadov S.R., Gapon N.V., Sizyakin R.A. Restoration of the Lost Map Area of the Underlying Image Surface Using the Reconstruction Method // EPJ Web of Conferences. – 2019. – Vol. 224. – P. 04003.
23. Fedosov V.P., Ibadov R.R., Ibadov S.R., Voronin V.V. Restoration of the Blind Zone of the Image of the Underlying Surface for Radar Systems with Doppler Beam Sharpening // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). – IEEE, 2019. – P. 424-427.
24. Ибадов Р.Р., Ибадов С.Р., Воронин В.В., Федосов В.П. Алгоритм коррекции контрастности изображений в тепловом диапазоне // Радиолокационные системы специального и гражданского назначения. – 2018. – № 1. – С. 381-385.
25. Ibadov R.R., Ibadov S.R., Gapon N.V., Tokareva O.A., Alepko A.V. Research the textures synthesis method based on the neural network // Matec. Web of Conferences. – 2018. – Vol. 226. – P. 04043.

## REFERENCES

1. Belyu Yu.I., Tagantsev V.A. Radiolokatsionnyy pritsel'nyy kompleks N001: modernizatsiya prodolzhaetsya [Radar sighting complex N001: modernization continues], *Radiotekhnika* [Radio engineering], 2005, No. 2, pp. 28-29.
2. Matveev A.M. Postroenie modeli i predobrabotka izobrazheniya podstilayushchey poverkhnosti dlya radiolokatsionnykh sistem s doplerovskim obuzheniem luch na osnove informatsii, poluchaemoy o poverkhnosti v opticheskom diapazone [Construction of a model and preprocessing of the image of the underlying surface for radar systems with Doppler beam narrowing based on information obtained about the surface in the optical range], *Elektronnyy zhurnal* [Electronic Journal], 2004.
3. Velichkin A.I., Karpov O.A., Talantsev V.V., Tolstov E.F. Povyshenie razreshayushchey sposobnosti aviatsionnoy RLS pri nablyudenii vpered [Increasing the resolution of the aviation radar when observing forward], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 1998, No. 12, pp. 12.
4. Kozhaev A.A., Koltyshev E.E., Frolov A.Yu., Yankovskiy V.T. Algoritm doplerovskogo izmereniya skorosti v RLS s sintezirovannoy aperturoy [Algorithm of Doppler velocity measurement in a radar with a synthesized aperture], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 2005, No. 6, pp. 13-16.
5. Antipov V.N., Suslyakov D.Yu. Kartografirovaniye i obnaruzheniye nazemnykh dvizhushchikhsya tseley [Mapping and detection of ground-based moving targets], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 2005, No. 6, pp. 10-12.
6. Vityazev V.V., Kolod'ko G.N., Vityazev S.V. Sposoby i algoritmy formirovaniya radiolokatsionnogo izobrazheniya v rezhime doplerovskogo obuzheniya luch [Methods and algorithms for the formation of a radio-location image in the mode of Doppler beam narrowing], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2006, No. 3, pp. 31-41.

7. Vityazev V.V., Vityazev S.V., Zaytsev A.A. *Mnogoskorostnaya obrabotka signalov: retrospektiva i sovremennoe sostoyanie* (Ch. 1) [Multi rate signal processing: a retrospective and current status (Part 1)], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2008, No. 1, pp. 12-21.
8. Vityazev V.V., Vityazev S.V. *Metody sinteza uzkopolosnogo adaptivnogo KIKh-fil'tra na osnove mnogoskorostnoy obrabotki* [Methods of synthesis of a narrow-band adaptive FIR filter based on multi-speed processing], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2007, No. 4, pp. 13.
9. Marchuk V.I., Voronin V.V., Sherstobitov A.I. *Metod vosstanovleniya znacheniy dvumernykh signalov na osnove sinteza tekstury i struktury izobrazheniy* [A method for recovering the values of two-dimensional signals based on the synthesis of the texture and structure of images], *Elektrotekhnicheskie i informatsionnye komplekсы i sistemy* [Electrotechnical and information complexes and systems], 2010, Vol. 6, No. 2.
10. Marchuk V.I., Voronin V.V., Frants V.A. *Modifitsirovanny metod vosstanovleniya dvumernykh signalov* [A modified method for restoring two-dimensional signals], *Nauchno-tekhnicheskie vedomosti Sankt-Peterburgskogo gosudarstvennogo politekhnicheskogo universiteta. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie* [Scientific and Technical Bulletin of the St. Petersburg State Polytechnic University. Computer science. Telecommunications. Management], 2011, No. 1 (115).
11. Voronin V.V., Frants V.A., Gapon N.V., Fisunov A.V. *Algoritm rekonstruktsii fona videosignalov* [Algorithm for reconstructing the background of video signals], *Sovremennoe sostoyanie estestvennykh i tekhnicheskikh nauk* [The current state of natural and technical sciences], 2013, pp. 63-67.
12. Liu G., Reda F. A., Shih K.J., Wang T.C., Tao A., Catanzaro B. *Image inpainting for irregular holes using partial convolutions*, *Proceedings of the European Conference on Computer Vision (ECCV)*, 2018, pp. 85-100.
13. Yu J., Lin Z., Yang J., Shen X., Lu X., Huang, T.S. *Generative image inpainting with contextual attention*, *Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition*, 2018, pp. 5505-5514.
14. Voronin V.V., Sizyakin R., Marchuk V.I., Yigang Cen, Galustov G., Egiazarian K.O. *Video inpainting of complex scenes based on local statistical model*, *IS&T International Symposium on Electronic Imaging. Image Processing 2016*, pp. 1-6.
15. Gapon N., Ponamorenko M., Pismenskova M., Tokareva O. *Image inpainting using a neural network*, *MATEC Web of Conferences*. EDP Sciences, 2017, Vol. 132, pp. 05015.
16. Voronin V.V., Marchuk V.I., Sherstobitov A.I., Semenishchev E.A., Frantc V.A. *Image reconstruction on the basis of a textural geometrical model*, *Pattern Recognition and Image Analysis*, 2015, Vol. 25, No. 3, pp. 553-562.
17. Gapon N.V., Voronin V.V., Sizyakin R.A., Pis'menskova M.M., Ibadov R.R. *Issledovanie vozmozhnosti szhatiya tsifrovyykh izobrazheniy na osnove podkhodov rekonstruktsii dvumernykh signalov* [Investigation of the possibility of digital image compression based on two-dimensional signal reconstruction approaches], *Dinamika tekhnicheskikh sistem* [Dynamics of technical systems], 2017, pp. 73-78.
18. Ibadov R.R., Ibadov S.R., Voronin V.V., Fedosov V.P. *Modifitsirovanny metod rekonstruktsii izobrazheniy na osnove poiska podobnykh oblastey* [Modified image reconstruction method based on the search for similar areas], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2017, No. 6 (191), pp. 179-189.
19. Ibadov R.R., Ibadov S.R., Meleshkin S.N., Fedosov V.P. *Vosstanovlenie povrezhdennykh uchastkov izobrazheniy metodom sinteza tekstur* [Restoration of damaged areas of images by the method of texture synthesis], *Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz'* [Radar, navigation, communication], 2020, Vol. 2, pp. 113-118.
20. Ibadov R.R., Fedosov V.P., Voronin V.V., Ibadov S.R. *Issledovanie metoda sinteza tekstur izobrazheniy poverkhnosti zemli na osnove neyronnoy seti* [Study of the method of synthesis of textures of images of the earth's surface based on a neural network], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2019, No. 5 (207), pp. 16-25.
21. Ibadov R.R., Fedosov V.P., Ibadov S.R., Kucheryavenko S.V. *Recovering lost areas of the underlying image surface using a method based on similar blocks*, *AIP Conference Proceedings*, 2019, Vol. 2188, pp. 050001.

22. *Ibadov R.R., Fedosov V.P., Ibadov S.R., Gapon N.V., Sizyakin R.A.* Restoration of the Lost Map Area of the Underlying Image Surface Using the Reconstruction Method, *EPJ Web of Conferences*, 2019, Vol. 224, pp. 04003.
23. *Fedosov V.P., Ibadov R.R., Ibadov S.R., Voronin V.V.* Restoration of the Blind Zone of the Image of the Underlying Surface for Radar Systems with Doppler Beam Sharpening, *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*. IEEE, 2019, pp. 424-427.
24. *Ibadov R.R., Ibadov S.R., Voronin V.V., Fedosov V.P.* Algoritm korrektsii kontrastnosti izobrazheniy v teplovom diapazone [The correction algorithm of the contrast of the images in the thermal range], *Radiolokatsionnye sistemy spetsial'nogo i grazhdanskogo naznacheniya* [Radar system for military and civilian use], 2018, No. 1, pp. 381-385.
25. *Ibadov R.R., Ibadov S.R., Gapon N.V., Tokareva O.A., Alepko A.V.* Research the textures synthesis method based on the neural network, *Matec. Web of Conferences*, 2018, Vol. 226, pp. 04043.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор В.И. Марчук.

**Ибадов Рагим Рауфевич** – Южный федеральный университет; e-mail: ragim\_ibadov@mail.ru; г. Шахты, Россия; тел.: 89298184480; ассистент.

**Ибадов Самир Рауфевич** – e-mail: kyuyuyuyuyuyuy@yandex.ru; тел.: 89518463738; ассистент.

**Федосов Валентин Петрович** – email: vpfed@mail.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 89525601246; д.т.н.; профессор.

**Ibadov Ragim Raufevich** – Southern Federal University; e-mail: ragim\_ibadov@mail.ru; Shakh-ty, Russia; phone: +79298184480; assistant.

**Ibadov Samir Raufevich** – e-mail: kyuyuyuyuyuyuy@yandex.ru; phone: +79518463738; assistant.

**Fedosov Valentin Petrovich** – e-mail: vpfed@mail.ru; Taganrog, Russia; phone: +79525601246; dr. of eng. sc.; professor.

УДК 656.7, 681.88

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-52-65

**В.Ю. Волощенко, Е.В. Волощенко**

### **ТЕХНОЛОГИИ КОМПЛЕКСНОЙ НАВИГАЦИИ БЕСПИЛОТНЫХ ГИДРОСАМОЛЕТОВ НА АКВАТОРИИ ГИДРОАЭРОДРОМА**

*Рассмотрены вопросы разработки технологий комплексной высокоточной навигации беспилотных гидросамолетов (БГС) для обеспечения как местоопределения, так и проводки в надводном положении в условиях ограниченной атмосферной видимости (низкая облачность, маскирующее действие гидрометеоров, ночное время и т.д.) на акватории гидроаэродрома с помощью гидроакустического канала дистанционного управления, функционирующего за счет использования донной сетевой структуры из оригинальных приемопередаточных антенных устройств (ПАУ) Каждое отдельное ПАУ предложено использовать в качестве «всенаправленного» в верхней полусфере гидроакустического донного маяка, состоящего из  $m$  электроакустических преобразователей (ЭАП), каждый из которых функционирует в режиме излучающей параметрической антенны. Статически сформированные «парциальные» лепестки результирующей ХН ПАУ равномерно квантованы по  $m$  телесным секторам в полусфере, причем, за счет использования эффектов нелинейной акустики возможна индивидуальная «частотная окраска» каждого из  $m$  телесных секторов. В результате на границе раздела «вода – воздух» заданного участка акватории можно сформировать индивидуальное распределение «частотно-окрашенных пятен» локального ультразвукового облучения, причем, как сплошное, так и дискретное, последнее и можно рассматривать как отдельные точки необходимой траектории движения БГС, радиоэлектронное оборудование которого отслеживает расположенный впереди по курсу «акустически обозначенный» участок необходимого направления проводки.*

*Навигация на акватории гидроаэродрома; гидроакустические средства беспилотного гидросамолета; параметрическая излучающая антенна.*

V.Yu. Voloshchenko, E.V. Voloshchenko

**THE UNMANNED AMPHIBIAN AIRCRAFT'S TECHNOLOGIES  
OF COMPLEX NAVIGATION IN THE AVIATION WATER AREA**

*The paper considers the development of technologies for integrated high-precision navigation of unmanned amphibian aircraft (UAA) to ensure both positioning and navigation on the surface in conditions of limited atmospheric visibility (low cloudiness, masking effect of hydrometeors, night time, etc.) in the seadrome's water area using hydroacoustic a remote control channel operating through the use of a bottom network structure of original transmitter-receiver antenna assemblies (TAA). Each individual TAA is proposed to be used as an "omnidirectional" sonar bottom beacon in the upper hemisphere, consisting of electroacoustic transducers (ET), each of which operates in the mode of the parametric transmitting array. The statically generated "partial" lobes of the resulting DP of single TAA are uniformly quantized over the bodily sectors in the hemisphere; moreover, due to the use of nonlinear acoustics effects, an individual "frequency coloration" of each of the bodily sectors is possible. As a result, an individual distribution of "frequency-colored spots" of local ultrasonic irradiation can be formed at the "water - air" interface of a given section of the aviation water area, and, both continuous and discrete, the latter can be considered as separate points of the required trajectory of the UAA, radio electronic equipment which tracks the "acoustically marked" section of the required direction of the wiring located ahead of the course.*

*Navigation on the seadrome's aviation water area; the unmanned amphibian aircraft's sonar navigation equipment; the parametric transmitting array.*

**Введение.** В сфере транспортных коммуникаций известны системы обеспечения безопасной эксплуатации водной составляющей транспортной инфраструктуры для проводки надводных судов в сложных навигационных условиях на акватории портов, судоходных каналов, фарватеров рек, озер и морей [1–5]. В [1] для обозначения траектории проводки судна, идущего вдоль фарватера, на берегу устанавливаются два лазерных маяка, которые симметрично размещены и равноудалены относительно линии курса. Каждый из маяков в воздушной среде над поверхностью водной акватории формирует высоконаправленное электромагнитное излучение в диапазоне видимого спектра, причем, в азимутальной плоскости лазерные пучки синхронно перемещаются так, что в области их наложения в поперечных плоскостях относительно направления проводки образуются три отличающиеся друг от друга зоны видимости лазерного излучения. В результате визуально наблюдая зоны видимости лазерного излучения, судоводитель может оценить как направление, так и степень отклонения выбранного курса от осевой линии створа, т.е. необходимой траектории проводки судна. Работоспособность способа проводки основана на принципе функционирования лазерного створного маяка, что обеспечивает лишь прямолинейность траектории проводки судна, установка маяков делает невозможным проводку судна курсами как вдоль, так и от морского побережья на шельфе, причем, демаскирован как сам процесс проводки, так и место нахождения фарватера. В [2] предложено для обеспечения проводки судна на акватории использовать подводный гидроакустический канал. На грунте по обоим сторонам фарватера устанавливаются два гидроакустических маяка, каждый из которых излучает ультразвуковые сигналы на различных несущих частотах. На судне определяют направления на каждый гидроакустический маяк с помощью измерения взаимно корреляционных функций ультразвуковых сигналов, регистрируемых размещенными приемниками, базовая линия которых перпендикулярна диаметральной плоскости судна. Корреляционный метод пеленгования основан на измерении взаимных корреляционных функций между электрическими сигналами, снимаемых с выходов двух элементов приемной антенны, причем, на выходе тракта обработки вследствие конечности времени усреднения результирующий сигнал имеет флюктуирующую величину. При расширении полосы частот принимаемых

сигналов направленное действие корреляционного метода проявляется лишь в небольшой части диапазона углов пеленгования, т.е. двухэлементная антенна корреляционного пеленгатора имеет достаточно узкий основной лепесток характеристики направленности. Данный способ проводки судов имеет ограниченные эксплуатационные возможности, так как не обеспечивает возможности проводки нескольких судов по различным криволинейным траекториям сложной формы одновременно.

Следует отметить, что водная составляющая транспортной инфраструктуры Российской Федерации позволяет сформировать сеть круглогодичных гидроаэродромов для базирования и речных трасс для передвижения средств гидроавиации, что составит разветвленную амфибийную транспортную систему (АТС) страны. В рамках развития АТС актуальна разработка технологий комплексной высокоточной навигации и наведения беспилотных гидросамолетов (БГС) – носителей робототехнических комплексов (РТК) с использованием технического зрения, в частности, радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) для оценки готовности как надводной, так и подводной частей взлетно-посадочной полосы (ВПП) к выполнению взлетно-посадочных действий [6, 7], а также гидроакустических короткобазисных навигационных систем (КНС) [9, 10], обеспечивающих точное местоопределение БГС – носителя РТК в надводном положении на акватории ЛБ гидроаэродрома [11, 12].

**Донная сетевая структура приемноизлучающих антенных устройств.** В [13] описан первый этап технологии подготовки к навигации ЛБ гидроаэродрома – определение положения ВПП, на которой планируется выполнение взлетно-посадочных действий БГС, разметка ВПП экипажем судна на воздушной полушке (СВП) посредством установки плавучих навигационных знаков (НЗ), осмотр акватории как визуально, так и с помощью устройств активной локации, размещенных на СВП, в радио- и ультразвуковом диапазонах. Для повышения безопасности взлетно-посадочных действий на акватории гидроаэродрома указанные выше операции предложено дополнить [4, 5, 8]. С целью оперативного контроля подводной обстановки [4, 5, 8] экипаж СВП размещает на дне акватории вдоль оси, выбранной ВПП, а также еще трех (образуют восьмиконечный крест, сдвинуты друг относительно друга на  $45^0$ , что соответствует возможным направлениям ветра) необходимое количество приемноизлучающих антенных устройств (ПАУ) полусферической формы [14]. ПАУ выполнено из  $m$  (192 шт.) одинаковых электроакустических преобразователей (ЭАП), апертуры которых аппроксимируют полусферическую поверхность, а акустические оси – равномерно распределены в полупространстве ( $8^0$  при уровне 0,7 перекрытия основных лепестков характеристики направленности (ХН) ЭАП), выходя из одной точки, являющейся фазовым центром полусферы (диаметр 0,63 м, резонансная частота ЭАП  $f_0=250$  кГц, диаметр ЭАП 0,059 м, 11 рядов ЭАП). Преимущества применения отдельных ПАУ при эхопоиске на мелководье подробно описаны в [15], причем, перспективно использование донной сетевой структуры из всех ПАУ для решения навигационных задач на акватории. Дело в том, что каждое отдельное ПАУ из донной сетевой структуры может быть использовано в качестве «всеполюсного» в верхней полусфере гидроакустического донного маяка (ГДМ), состоящего из  $m$  ЭАП, излучение которых обеспечено за счет использования для возбуждения каждого  $i$  – того ЭАП, где  $i = (1 \div m)$ , «индивидуального» бигармонического сигнала с частотами  $f_{1i}, f_{2i}$ , находящимися в его полосе пропускания, т.е. в режиме излучающей параметрической антенны (ПА). Режим излучающей параметрической антенны [11] позволяет генерировать полигармонический зондирующий сигнал как результат изменения упругих свойств нелинейной водной среды в области распространения мощного бигармонического  $(f_1, f_2)$  сигнала накачки, приводя к перераспределению энергии интенсивных ультразвуковых волн по частотной оси как

«вверх» – генерации высших гармонических компонент волн накачки, волны суммарной частоты ( $nf_1, nf_2, f_+ = f_1 + f_2$ ), где  $n = 2, 3, 4, \dots$ , так и «вниз» – генерации волн разностной  $F = |f_1 - f_2|$  частоты [16].

Рассмотрим возможность применения донного ПАУ в качестве «всенаправленного» в верхней полусфере гидроакустического донного маяка (ГДМ), состоящего из  $m$  ЭАП, для обеспечения навигации на акватории ЛБ по маршруту, безопасному для плавания БГС в условиях ограниченной видимости (низкая облачность, маскирующее действие гидрометеоров, ночное время и т.д.). Как отмечено в [15], статически сформированные «парциальные» лепестки результирующей ХН ПАУ [14] равномерно квантованы по  $m$  телесным секторам в полусфере, что позволяет оператору береговой гидроакустической службы гидроаэродрома непрерывно «просматривать» все окружающее пространство, определять пеленги и дистанции до всех целей, находящихся в зоне обзора. Следует отметить, что за счет использования эффектов нелинейной акустики возможна индивидуальная «частотная окраска» каждого из  $m$  телесных секторов, т.е. ПАУ позволяет квантовать телесные сектора обзора как по направлениям, так и по частоте регистрируемых и обрабатываемых экосигналов, которые поступают в «индивидуальные» приемные каналы в течение полного времени своего существования. Таким образом, на границе раздела вода – воздух заданного участка акватории можно сформировать индивидуальное распределение «частотно-окрашенных пятен» ультразвукового облучения, причем, как сплошное, так и дискретное, последнее и можно рассматривать как отдельные точки необходимой траектории движения БГС, РЭА которого отслеживает расположенный впереди по курсу «акустически обозначенный» участок необходимого направления проводки. Следует отметить, что как форма всей необходимой траектории движения, так и наличие ее отдельных «акустически освещенных» участков, ориентирующих движение БГС по водной поверхности в данный момент времени, определяется расположением на полусферической поверхности ПАУ необходимого количества ЭАП, задействованных в излучении. Например, для обеспечения проводки БГС по отрезку прямолинейной траектории в надводном положении по оси ВПП можно использовать возможность дискретного сканирования в вертикальной плоскости «парциальными» характеристиками направленности (ХН) от «меридиональных» излучающих ЭАП на рабочих сигналах  $F_i = |f_{2i} - f_{1i}|$ ,  $f_+ = f_{2i} - f_{1i}$ ,  $2f_{2i}, 2f_{1i}, \dots, nf_{2i}, nf_{1i}$  ( $n = 2, 3, \dots$ ) с необходимым шагом в некотором секторе (рис. 1, осуществляют «акустическую подсветку» два ЭАП левого ПАУ, пучки от которых заштрихованы).

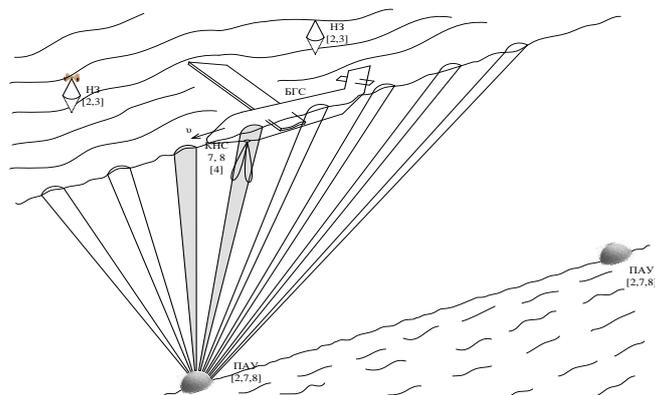


Рис. 1. Схема применения ПАУ [14] для обеспечения проводки БГС [8], снабженного КНС [9] по оси ВПП

В данном случае горизонтальные проекции акустических осей «веера» поочередно излучаемых приводных ультразвуковых полигармонических пучков будут совпадать с осью ВПП, а «пятна засветки» от каждого пучка совпадут с прямолинейной траекторией движения на водной поверхности БГС (рис. 1).

**Схемное решение: короткобазисная навигационная система.** Для обеспечения проводки БГС [8] по заданной траектории может быть использована КНС [9] (рис. 2). Излучающий тракт береговой гидроакустической службы гидроаэродрома, подключенный в данный момент через многоканальный коммутатор к необходимому для «акустической подсветки»  $i$ -му ЭАП 6 ПАУ, включает в себя источник питания 1, генераторы 2 и 3, вырабатывающие гармонические сигналы с частотами  $f_{1i}, f_{2i}$ , хронизатор-модулятор 4 и усилитель мощности 5. Итак,  $i$ -ый ЭАП 6 ПАУ, работая в режиме излучающей ПА, формирует в водной среде полигармонический акустический пучок, «акустически обозначающий» участок необходимого направления проводки БГС. При распространении в среде полигармонический сигнал со спектральными компонентами  $f_1, f_2$ ,  $F = f_2 - f_1$ ,  $f_+ = f_2 + f_1$ ,  $2f_1, 2f_2$  достигает блока из двух групп акустических преобразователей (АП) 7,8, установленных на движущемся со скоростью  $U$  БГС.

Центры групп АП 7,8 разнесены в пространстве, их акустические оси сдвинуты друг относительно друга на угол  $2\theta_{см}$  (рис. 2, 3), где  $\theta_{см} = (0,5 - 0,7) \cdot \theta_{0,7}$ ,  $\theta_{0,7}$  – угловая ширина по уровню 0,7 основного лепестка ХН групп АП 7 или АП 8 для рабочего сигнала [18]. Для осуществления поочередной пеленгации как в азимутальной, так и в угломестной плоскостях предусмотрена возможность расположение в них плоскости равносигнальной зоны блока из двух групп акустических преобразователей (АП) 7,8 за счет поворота на  $90^0$  относительно равносигнального направления. Ниже рассмотрим процесс пеленгования в угломестной плоскости. Итак, в приеме для каждой гармонической компоненты будет существовать «индивидуальный» доплеровский сдвиг частот  $(\pm f_{D(f_1)})$ ,  $(\pm f_{D(2f_1)})$ ,  $(\pm f_{D(f_2)})$ ,  $(\pm f_{D(2f_2)})$ ,  $(\pm F_D)$ ,  $(\pm f_{D(f_+)})$ , определяемый различием значений углов  $\vartheta_{1,2}$  между вектором скорости БГС и направлениями от ЭАП 6 ПАУ к АП 7,8 КНС (рис. 1, 2). Электрические сигналы с двух групп АП 7,8, соответствующие принятому полигармоническому сигналу через компенсатор 9 поступают на входы 1-го и 2-го каналов обработки. Каналы содержат по пять цепочек из последовательно включенных полосовых фильтров (10), настроенных на частоты  $(f_1)$ ,  $(2f_1)$ ,  $(2f_2)$ ,  $(F)$ ,  $(f_+)$ , усилителей (11) и детекторов (12), на выходах которых для каждой из частот вырабатываются видеоимпульсные напряжения  $U_{1F}$ ,  $U_{1(f_1)}$ ,  $U_{1(f_2)}$ ,  $U_{1(2f_1)}$ ,  $U_{1(2f_2)}$ ,  $U_{1(f_+)}$  и  $U_{2F}$ ,  $U_{2(f_1)}$ ,  $U_{2(f_2)}$ ,  $U_{2(2f_1)}$ ,  $U_{2(2f_2)}$ ,  $U_{2(f_+)}$ , амплитуды которых определяются расхождением искомого направления на излучающий ЭАП 6 ПАУ и равносигнальным направлением групп АП 7,8 КНС на используемых рабочих сигналах (рис. 3).

С выходов детекторов 1-го и 2-го каналов обработки соответствующие пары видеоимпульсных напряжений –  $(U_{1F}$  и  $U_{2F})$ ,  $(U_{1(f_1)}$  и  $U_{2(f_1)})$ ,  $(U_{1(2f_1)}$  и  $U_{2(2f_1)})$  и т.д. поступают через пятиходовые аналоговые ключи 13 на входы вычитающего устройства 14, выход которого соединен со вторым входом устройства отображения информации 15. Выбор необходимой пары видеоимпульсных напря-

жений, поступающих на два входа вычитающего устройства 14, осуществляется путем подачи соответствующего сигнала с блока управления 24 на управляющие входы аналоговых ключей 13. В КНС [9] пеленгование осуществляется на нескольких акустических сигналах с частотами  $f_1, f_2, F = f_2 - f_1, f_+ = f_2 + f_1, 2f_1, 2f_2$ , что позволит регулировать точность пеленгования ЭАП 5 ПАУ за счет уменьшения угловой ширины основных лепестков ХН групп АП 7 и АП 8 в режиме приема для более высокочастотных сигналов.

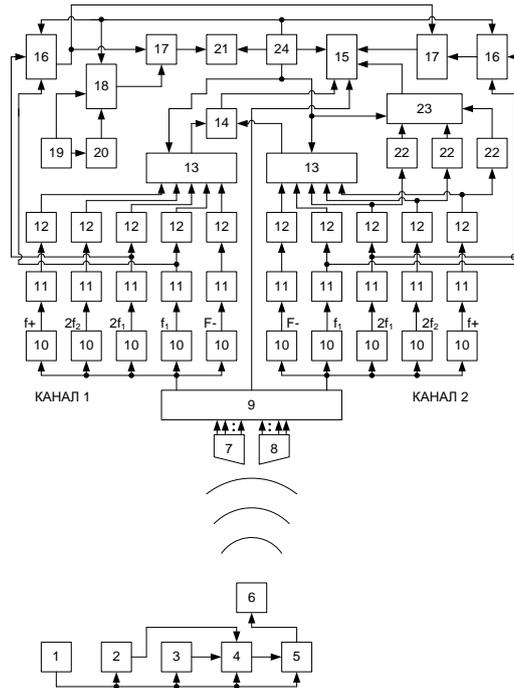


Рис. 2. Структурная схема КНС [6]

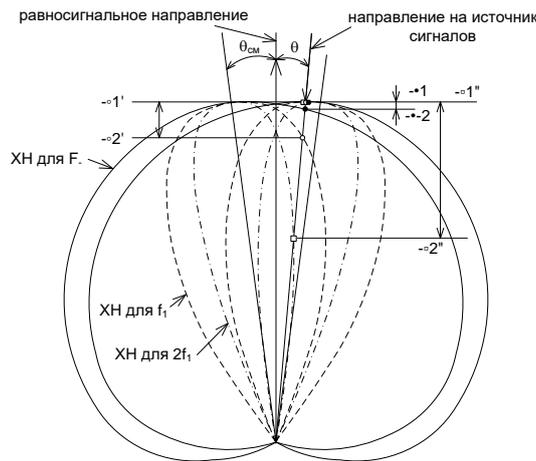


Рис. 3. Основные лепестки ХН групп АП 7,8 КНС [9]

**Многочастотное пеленгование методом равносигнальной зоны.** Следует учитывать, что направленность действия каждой группы АП 7,8 существенно зависит от волновых размеров их апертуры, т.е. от соотношения  $D/\lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны принимаемого сигнала,  $D$  – их поперечный размер. Так, например, угловая ширина  $\theta_{0,7}$  по уровню 0,7 основного лепестка ХН (в радианах) одного многоэлементного плоского круглого АП 7 или 8 с амплитудным распределением по поверхности, описываемом соотношением  $(1-r^2)^4$ , где  $r$  – радиальная координата, отсчитываемая от центра поверхности АП, рассчитывается как отношение  $1,81 \cdot \lambda/D$  при уровне первого бокового максимума 0,9% от величины основного [18]. Тогда для АП диаметром 10 см и длинах волн принимаемых сигналов:  $\lambda_F=75$  мм (20 кГц),  $\lambda_f=6$  мм (250 кГц) и  $\lambda_{2f}=3$  мм (500 кГц) значения угловой ширины  $\theta_{0,7}(F, f, 2f)$  основного лепестка по уровню 0,7 составят  $\sim 78^0, 5^0$  и  $2,5^0$  соответственно, что при соблюдении условия  $\theta_{см} \approx (0,5 - 0,7) \cdot \theta_{0,7}$  для двух групп АП 7,8 КНС обеспечит сектора обзора по уровню 0,7  $\theta_{0,7(зр АП)} \sim 105^0, 10^0$  и  $5^0$  соответственно (рис. 3). Таким образом, пеленгование ЭАП 6 ПАУ с помощью КНС [9] может обеспечить три режима: – на сигнале  $F=20$  кГц – дальний привод БГС с невысокой точностью; – на сигнале  $f=250$  кГц – уточнение позиции БГС для средних дистанций; – на сигнале  $2f=500$  кГц – ближний привод БГС с высокой точностью. Точность осуществляемой многочастотной пеленгации можно численно оценить, используя выражение [19]

$$\Delta\theta_{\min} = 0,089 \cdot \mu \cdot (\theta_{0,7(зр АП)})^2 / \theta_{см}, \quad (1)$$

где  $\Delta\theta_{\min}$  – угол, при котором КНС [6] уверенно фиксирует  $\Delta U = U_1 - U_2$  результирующий электрический сигнал рассогласования 1-го и 2-го каналов на рабочих частотах,  $\mu = (0,05 - 0,15)$  – для визуального индикатора.

Пеленгование методом равносигнальной зоны осуществляется путем определения разности видеоимпульсных напряжений  $\Delta U = U_1 - U_2$  (точки - • - 1, 2 – для  $F=20$  кГц, - ◦ - 1', 2' – для  $f=250$  кГц, - ◻ - 1'', 2'' – для  $2f=500$  кГц, рис. 3) в вычитающем устройстве 14, на входы которого с выходов 1-го и 2-го каналов приемного тракта КНС на рабочих сигналах – или разностной  $F = f_2 - f_1$ , или накачки  $f_1, f_2$ , или высокочастотных  $2f_1, 2f_2$  поступают через аналоговые ключи 13 соответствующие пары видеоимпульсных напряжений, например, – ( $U_{1F}$  и  $U_{2F}$ ), ( $U_{1(f_1)}$  и  $U_{2(f_1)}$ ), ( $U_{1(2f_1)}$  и  $U_{2(2f_1)}$ ) и т.д., амплитуды которых изменяются при повороте ХН групп АП 7,8 компенсатором 9 в процессе пеленгации ЭАП 6 ПАУ, причем, очевидно, что пеленгационная чувствительность  $S_{\text{пел}} = \Delta U / \Delta\theta$  приемного тракта КНС тем выше, чем больше частота рабочего сигнала. При нахождении ЭАП 6 ПАУ на линии, проходящей через точки пересечения ХН обоих групп АП 7,8 и называемой линией равносигнального направления, сигналы обоих каналов равны ( $U_{1F} = U_{2F}$  и  $U_{1(f_1)} = U_{2(f_1)}$  и  $U_{1(2f_1)} = U_{2(2f_1)}$ ) и напряжение  $\Delta U$  будет равно нулю, что и будет регистрироваться устройством отображения информации 15. Напряжение, пропорциональное величине угла поворота  $\theta$  равносигнального направления антенной системы, с дополнительного выхода компенсатора 9, поступает на

первый вход устройства отображения информации 15, которое индицирует информацию о угле места  $\theta_B$  пеленгуемого ЭАП 6 ПАУ в угломестной плоскости.

**Схемные решения: дополнительные пеленгационные тракты.** В пеленгационном тракте на основе эффекта Доплера в первом частотном дискриминаторе 17 обрабатываются пары электрических сигналов с частотами  $(f_1 \pm f_{D(f_1)})_{1к}$  и  $(f_1 \pm f_{D(f_1)})_{2к}$  или  $(2f_1 \pm f_{D(2f_1)})_{1к}$  и  $(2f_1 \pm f_{D(2f_1)})_{2к}$  из 1-го и 2-го каналов, которые через двухвходовые аналоговые ключи 16 поступают с выходов соответствующих усилителей 11. Выходной сигнал первого частотного дискриминатора 17 пропорционален разности доплеровских частот указанных пар электрических сигналов и отображается устройством отображения информации 15. При нахождении БГС непосредственно над излучающим ЭАП 6 ПАУ равносигнальное направление групп АП 7,8 будет совпадать с вертикалью, что в силу конструктивных особенностей приемной антенны обусловит следующее расположение в пространстве основных максимумов групп АП 7,8 – один под углом  $(90^0 - \theta_{см})$ , а другой –  $(90^0 + \theta_{см})$  относительно вектора скорости БГС, что обеспечит как разные знаки («+» – канал 1 и «-» – канал 2), так и наименьший доплеровский сдвиг в обоих каналах на рабочих сигналах с частотами  $f_1$  и  $2f_1$ . На выходе первого частотного дискриминатора 17 вырабатывается сигнальное напряжение  $U_B$ , амплитуда которого пропорциональна разности доплеровских частот первого и второго каналов на используемых рабочих сигналах с частотами  $f_1$  и  $2f_1$ ,

$$[f_{D1K(f_1)} - f_{D2K(f_1)}] = 2 \cdot v \cdot f_1 \cdot \sin(0,6 \cdot \theta_{0,7(f_1)})/c, \quad (2)$$

$$[f_{D1K(2f_1)} - f_{D2K(2f_1)}] = 2 \cdot v \cdot 2f_1 \cdot \sin(0,8 \cdot \theta_{0,7(2f_1)})/c. \quad (3)$$

В соответствии с АЧХ частотного дискриминатора для рабочих сигналов с частотой  $2f_1$ , и, соответственно, больших разностей доплеровских сдвигов в 1-ом и 2-ом каналах, величина сигнального напряжения  $U_{B(2f_1)}$  имеет большую величину, чем аналогичная величина  $U_{B(f_1)}$  для рабочего сигнала с частотой  $f_1$ , что позволяет увеличить как отношение «сигнал/шум», так и помехоустойчивость рассматриваемого приемного тракта. Выбор рабочего сигнала осуществляется за счет подачи с блока управления 24 сигналов на управляющие входы как пятивходовых (13), так и двухвходовых (16) аналоговых ключей.

Предположим, что осуществляется завершающая стадия точного определения местоположения ЭАП 6 ПАУ при маневрировании БГС, в процессе выполнения которой целесообразно иметь возможность получения информации и о дальности до него. В данном случае для определения расстояния до пеленгуемого ЭАП 6 ПАУ можно использовать физические особенности параметрической генерации в водной среде акустических сигналов суммарной  $f_+ = f_2 + f_1$  частоты, вторых гармоник  $2f_1, 2f_2$  волн накачки, осевые распределения уровней звуковых давлений которых описываются следующими зависимостями [16]

$$P_+ = \frac{\varepsilon \omega_+ p_{01} p_{02} l_{Д}}{2 \rho_0 c_0^3} \sqrt{\frac{0,25 \ln^2(1 + Z_H^2) + \arctg^2 Z_H}{1 + Z_H^2}} \cdot \exp(-\alpha_+ z), \quad (4)$$

$$P_{2f_{1,2}} = \frac{\varepsilon \alpha_{1,2} p_{01,02}^2 l_{Д1,2}}{2 \rho_0 c_0^3} \sqrt{\frac{0,25 \ln^2(1 + Z_{H1,2}^2) + \arctg^2 Z_{H1,2}}{1 + Z_{H1,2}^2}} \exp(-\alpha_{2f_{1,2}} z), \quad (5)$$

где  $\omega_+ = 2\pi(f_1 + f_2)$ ,  $\omega_{1,2} = 2\pi \cdot f_{1,2}$ ,  $P_{01,02}$  – амплитуды звукового давления сигналов накачки с частотами  $f_{1,2}$  у поверхности ЭАП 6 ПАУ;  $l_D = a^2 \omega_0 / 2c_0$ ,  $l_{D1,2} = a^2 \omega_{1,2} / 2c_0$  – длины зон дифракции Френеля для сигналов с центральной частотой накачки  $f_0 = (f_1 + f_2) / 2$  и исходных частот  $f_1, f_2$ ;  $Z_H = z / l_D$ ,  $Z_{H1,2} = z / l_{D1,2}$  – нормированная продольная координата;  $\alpha_+, \alpha_{2f1,2}$  – коэффициенты затухания акустических сигналов суммарной частоты, вторых гармоник исходных волн накачки. Исходя из соотношений (4), (5), приблизительную оценку дальности до излучающего ЭАП 6 ПАУ с борта БГС можно осуществить, например, разделив друг на друга аналитические выражения вида (5) для амплитуд звуковых давлений  $P_{2f1}$  и  $P_{2f2}$  вторых гармоник исходных сигналов накачки. С учетом того, что вторые сомножители, описывающие осевые распределения данных сигналов, приблизительно равны друг другу при условии, что частоты накачки  $f_1 \approx f_2$ . В этом случае мы получим

$$P_{2f1} \approx (f_1 / f_2)^2 \cdot P_{2f2} \cdot \exp[(\alpha_{2f1} - \alpha_{2f2}) \cdot z]. \quad (6)$$

Взяв натуральный логарифм от (6), можно рассчитать дальность

$$z \approx \frac{\ln(P_{2f1} \cdot f_2^2 / P_{2f2} \cdot f_1^2)}{\alpha_{2f1} - \alpha_{2f2}}. \quad (7)$$

Приемный тракт для расчета дистанции до ЭАП 6 ПАУ включает в себя три измерителя амплитуд 22 и вычислительный блок 23, причем, входы измерителей амплитуд 22 соединены с выходами детекторов 12 во 2-ом канале. В момент точной пеленгации излучающего ЭАП 6 ПАУ по сигналу с блока управления 24 производятся необходимые вычисления, результаты которых поступают на четвертый вход устройства отображения информации 15.

**Расчет дальности действия КНС на рабочих частотах.** Оценим энергетическую дальность действия ЭАП 6 ПАУ, т.е. дистанции пеленгации ЭАП 6 ПАУ как элемента сетевой системы на акватории гидроаэродрома с борта БГС. Расчет проведем для сигналов: накачки  $f = 250$  кГц, второй гармоники  $2f = 500$  кГц, разностной  $F = 20$  кГц, генерируемых ЭАП 6 в параметрическом режиме излучения [16]. Соосные пучки акустической «подсветки» в водной среде имеют на частотах –  $f = 250$  кГц,  $2f = 500$  кГц,  $F = 20$  кГц - следующие диаметры их поперечных сечений для различных дальностей:  $z = 50$  м –  $\varnothing 3,5$  м,  $2,6$  м,  $4,4$  м;  $z = 100$  м –  $\varnothing 7$  м,  $5,2$  м,  $8,8$  м. Примем величины уровней шумов в дБ относительно  $2 \times 10^{-5}$  Па и приведенное звуковое давление помех на частоте  $1$  кГц в полосе частот  $1$  Гц при ненаправленном приеме на частотах:  $f = 250$  кГц  $\rightarrow 30$  дБ,  $p_{np(f)} = 63,2 \times 10^{-5}$  Па;  $2f = 500$  кГц  $\rightarrow 25$  дБ,  $p_{np(2f)} = 35,6 \times 10^{-5}$  Па,  $F = 20$  кГц  $\rightarrow 50$  дБ,  $p_{np(F)} = 632 \times 10^{-5}$  Па [18]. Тогда звуковое давление помех  $p_{II}$  (Па), вычисленное для частоты  $f$  (кГц) в полосе частот  $\Delta f = 100$  Гц при направленном приеме ( $\gamma_{II}$  – коэффициент осевой концентрации группы ЭАП 7 КНС при радиусе  $0,1$  м) составит на частотах:  $f = 250$  кГц –  $p_{II(f)} = 0,024 \times 10^{-5}$  Па ( $\gamma_{II(f)} = 9860$ );  $2f = 500$  кГц –  $p_{II(2f)} = 0,0034 \times 10^{-5}$  Па ( $\gamma_{II(2f)} = 32867$ );  $F = 20$  кГц –  $p_{II(F)} = 71 \times 10^{-5}$  Па

( $\gamma_{П(2f)}=108$ ). В данном случае величины приведенных звуковых давлений с учетом затухания  $P_{ПП1M(f)}$ ,  $P_{ПП1M(2f)}$ ,  $P_{ПП1M(F)}$  акустических сигналов, формируемых ЭАП 6 ПАУ на расстояние 1 метр от его поверхности, составят  $0,2322 \cdot 10^5$ ,  $0,0277 \cdot 10^5$ ,  $0,0008 \cdot 10^5$  (Па $\times$ м) соответственно. Значения коэффициентов затухания  $\alpha$  (дБ/м) на соответствующих частотах (1/с) рассчитывались для пресной воды с загрязнениями по соотношению  $\alpha = 2,4 \times 10^{-10} \times f^{1,5}$  [18] и составили:  $f=250$  кГц -  $\alpha_f=30$  (дБ/км);  $2f=500$  кГц -  $\alpha_{2f}=85$  (дБ/км);  $F=20$  кГц -  $\alpha_F=0,68$  (дБ/км), а для морской воды выбирались из таблиц [18] и составили:  $f=250$  кГц -  $\alpha_f=86$  (дБ/км);  $2f=500$  кГц -  $\alpha_{2f}=172$  (дБ/км);  $F=20$  кГц -  $\alpha_F=1,72$  (дБ/км). Акустическая мощность  $W_{a(f)}$ , излучаемая ЭАП 6 ПАУ на сигнале накачки с частотой  $f$ , составляет  $\sim 40$  Вт и вычислена из соотношения [19]

$$P_{ПП1M(f)} = 3.46 \cdot 10^2 \cdot (W_{a(f)} \cdot \gamma_{эап6(f)})^{0,5}, \quad (8)$$

где  $\gamma_{эап6(f)}$  – коэффициент концентрации ЭАП 6 на частоте  $f$ . С учетом того, что для параметрического режима излучения ЭАП 6 ПАУ необходим сигнал бигармонической накачки, то общая излучаемая акустическая мощность  $W_{a(f_1+f_2)} \approx 80$  Вт.

Представленных выше данных достаточно для того, чтобы с помощью уравнений пассивного локатора  $SL_{f,2f,F} - TL_{f,2f,F} = NL_{f,2f,F} + DT$  [18] оценить дальность действия КНС [6] на рабочих сигналах  $f$ ;  $2f$ ;  $F$ . В уравнениях для сигналов с частотами  $f$ ,  $2f$ ,  $F$  только одно слагаемое – параметр, относящийся к приемному тракту КНС – будет неизменно: порог обнаружения  $DT = 20 \lg \delta = 12$  дБ; где  $\delta = 4$  – коэффициент распознавания. Остальные же слагаемые - параметры будут различны:  $SL_{f,2f,F} = 20 \lg P_{П1M(f,2f,F)}$  – уровни источников «приводных» сигналов с частотами  $f, 2f, F$  в дБ относительно 1 мкПа на акустической оси для удаления 1м от ЭАП 6;  $TL_{f,2f,F} = 20(3 + \lg z) + \alpha_{(f,2f,F)} \cdot z$  – потери акустической энергии «приводных» сигналов с частотами  $f, 2f, F$  в среде за счет сферического расширения волнового фронта при «прямом» распространении и затухания, дБ;  $NL_{f,2f,F} = 20 \lg [P_{nc(f,2f,F)} \cdot \Delta f_{(f,2f,F)}^{0,5} / f_{f,2f,F} \cdot \gamma_{np(f,2f,F)}^{0,5}]$  – уровень шума на частотах  $f, 2f, F$  в месте расположения обеих групп приемных АП 7,8 КНС в дБ относительно 1 мкПа ( $P_{nc(f,2f,F)}$  – суммарный уровень помех на частотах  $f, 2f, F$  в месте установки антенны, приведенный к стандартным условиям, Па;  $\Delta f_{(f,2f,F)}$  – ширина полосы пропускания приемного тракта для частот  $f, 2f, F$ , Гц;  $f_{(f,2f,F)}$  – значение рабочей частоты  $f, 2f, F$  пеленгования КНС, кГц;  $\gamma_{np(f,2f,F)}$  – коэффициент направленности (концентрации) при приеме на частотах  $f, 2f, F$ ). Таким образом, левая часть уравнений пассивного локатора – выраженные в дБ относительно эталонного уровня 1мкПа величины амплитуд звукового давления «прямых» сигналов (Direct Signal Level, DSL) «приводной акустической подсветки» с частотами  $f, 2f, F$  на оси полигармонического ультразвукового пучка, которые с учетом сферического расширения волнового фронта и затухания по-

следних может обеспечить ЭАП 6 ПАУ в месте расположения на БГС обеих групп АП 7,8 КНС, правая часть – пороговые уровни этих же сигналов, при которых еще обеспечивается надежная работа КНС БГС в указанных условиях.

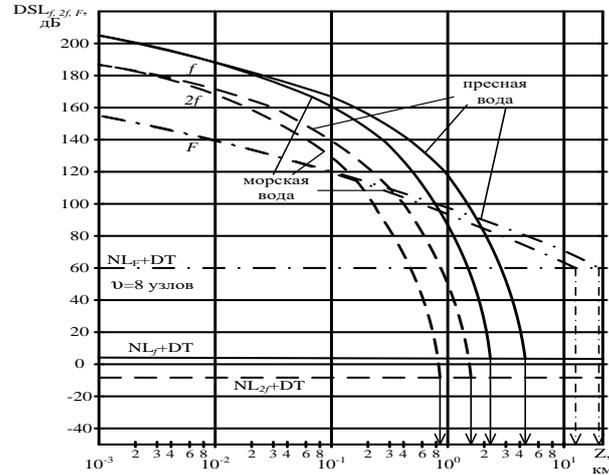


Рис. 4. Диаграмма параметров КНС [9] для пеленгации «приводного» ЭАП 6 ПАУ с борта БГС как в пресной, так и в морской воде

Совокупность численных значений этих параметров для сигналов с частотами  $f, 2f, F$  нанесенная на поле диаграммы с осями « $DSL_{f, DSL_{2f}, DSL_F}$ , дБ – дальность  $z$ , км», позволит оценить максимальные дальности пеленгации ЭАП 6 ПАУ с борта БГС с помощью КНС [9].

**Выводы.** На рис. 4 представлена диаграмма параметров КНС [9] для пеленгации «приводного»  $i$ -го ЭАП 6 ПАУ с борта БГС как в пресной, так и в морской воде, включающая в себя следующие зависимости: 1) кривые  $DSL_F$  (•—•—),  $DSL_{2f}$  (- - -),  $DSL_f$  (—), отображающие характеристики расчетного режима работы ЭАП 6 ПАУ; 2) прямые  $NL_{(F)} + DT$  (•—•—),  $NL_{(f)} + DT$  (- - -) и  $NL_{(2f)} + DT$  (—), отображающие при заданном пороге обнаружения  $DT$  уровни маскирующей шумовой помехи в месте установки групп приемных ЭАП 7,8 на движущемся со скоростью  $U=8$  узлов в надводном положении БГС на частотах  $F, f, 2f$  рабочих сигналов КНС при одинаковой ширине полосы пропускания приемных трактов (100 Гц). Из совместного анализа расчетных графиков, представленных на рис. 4 следует, что КНС [9] обеспечивает уверенное пеленгование  $i$ -го ЭАП 6 ПАУ при движении БГС на рабочих частотах до дистанций: 1) разностной  $F=20$  кГц –  $z_{F(\max)\text{пресн}} \approx 20$  км (пресная вода) и  $z_{F(\max)\text{морск}} \approx 12$  км (морская вода), 2) накачки  $f=250$  кГц –  $z_{f(\max)\text{пресн}} \approx 4$  км (пресная вода) и  $z_{f(\max)\text{морск}} \approx 2,3$  км (морская вода), 3) второй гармоники  $2f=500$  кГц –  $z_{2f(\max)\text{пресн}} \approx 1,5$  км (пресная вода) и  $z_{2f(\max)\text{морск}} \approx 0,8$  км (морская вода) [20]. Энергетическую дальность действия на всех рабочих частотах ограничивает изотропная шумовая помеха: наибольшее ограничение ( $F, +61$  дБ) наблюдается на

низкой частоте, а наименьшее – на высоких ( $f$ , +4 дБ,  $2f$ , - 8 дБ). Для дистанций до 100 м, т.е. соизмеримых с поперечными размерами ВПП гидроаэродрома, как для пресной, так и для морской воды в условиях повышенной шумовой помехи (до +160 дБ – шум турбин самолета в воздушной среде на удалении 5 м) является оптимальным использование высокочастотных сигналов ( $f$ ,  $2f$ ,) соответственно.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Способ проводки речных и морских судов по заданной траектории. Пат. №2302357, Российская Федерация, кл. В 63В 51/02, опубл. 10.07.2007. – 5 с.
2. *Leroy C.C.* Navigation Maritime Acoustique dans le chenaux Etroits // Navigation, (Fr.). – 1972. – Vol. XX, No. 80. – P. 412-425.
3. Способ формирования зон ориентирования с помощью лазерного створного маяка. Пат. №2354580, Российская Федерация, №2008100256/11; заявл. 15.01.2008, опубл. 10.05.2009. – 5 с.
4. Арктическая подводная навигационная система для вождения и навигационного обеспечения надводных и подводных объектов навигации в стесненных условиях плавания. Пат. 2596244 Российская Федерация, №2015133286/28; заявл. 10.08.2015, опубл. 10.09.2016.
5. Способ проводки морских и речных судов по заданному курсу. Пат. №2491204, Российская Федерация, №2009146160/11; заявл. 15.12.2009, опубл. 27.08.2013. – 5 с.
6. Способ подготовки летного бассейна гидроаэродрома для выполнения взлета и приводнения гидросамолета. Пат. №2464205, Российская Федерация, № 2011112733/11; заявл. 01.04.2011; опубл. 20.10.2012. – 23 с.
7. Способ подготовки взлетно-посадочной полосы летного бассейна гидроаэродрома для выполнения взлета и приводнения гидросамолета. Пат. №2539039, Российская Федерация, №2013129511/11; заявл. 27.06.2013г.; опубл. 10.01.2015. – 3 с.
8. Способ проводки беспилотного гидросамолета на акватории летного бассейна. Пат. №2705475, Российская Федерация, №2018147317, заявл. 28.12.2018, опубл. 7.11.2019. – 30 с.
9. Многочастотная навигационная система. Пат. №86321, Российская Федерация, № 2009106613/22; заявл. 25.02.2009; опубл. 27.08.2009. – 3 с.
10. Акустический пеленгатор. Пат. №2138059 Российская Федерация, №96113765/09; заявл. 05.07.1996; опубл. 20.09.1999. – 7 с.
11. *Voloshchenko V.Y.* Seadrome: Technologies of Complex Navigation for Amphibious Unmanned Aerial Vehicles in the Seaplane Basin // Russian Aeronautics (Iz. VUZ). – 2018. – No. 51 (1). – P. 102-111. – DOI 10.3103/S1068799818010166. – <http://link.springer.com/article/10.3103/S1068799818010166>.
12. *Voloshchenko V.Y., Voloshchenko A.P., Voloshchenko E.V.* Seadrome: Unmanned Amphibious Aerial Vehicle Sonar Equipment for Landing-Takeoff and Water Area Navigation // Russian Aeronautics (Iz. VUZ). – 2020. – No. 63 (1). – P. 153-163. – DOI 10.3103/S1068799820010225. – <http://link.springer.com/article/10.3103/S1068799820010225>.
13. Способ подготовки гидроаэродромов для выполнения взлета и посадки гидросамолетов. Пат. №2093428, Российская Федерация, №94036394/11, заявл. 29.09.1994; опубл. 20.10.1997. – 4 с.
14. Многочастотное гидроакустическое приемоизлучающее антенное устройство. Пат. №104732, Российская Федерация, № 2010149910/28; заявл. 03.12.2010; опубл. 20.05.2011. – 2 с.
15. *Волощенко В.Ю.* Гидроаэродром: повышение безопасности взлетно-посадочных действий на акватории летного бассейна // Известия ВУЗов. Авиационная техника. – 2016. – № 2. – С. 108-113.
16. *Волощенко В.Ю., Тимошенко В.И.* Параметрические гидроакустические средства ближнего подводного наблюдения (Ч. 1). – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – 294 с.
17. Гидроакустическая энциклопедия. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1999. – 788 с.
18. *Евтютов А.П., Ляликов А.П., Митько В.Б. и др.* Справочник по гидроакустике. – Л.: Судостроение, 1982. – 344 с.

19. Кобяков Ю.С., Кудрявцев Н.Н., Тимошенко В.И. Конструирование гидроакустической рыбопоисковой аппаратуры. – Л.: Судостроение, 1986. – 272 с.
20. Волощенко В.Ю., Волощенко А.П. Параметрические гидроакустические средства ближнего подводного наблюдения (Ч. II): монография. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2018. – 176 с.

## REFERENCES

1. Sposob provodki rechnykh i morskikh sudov po zadannoy traektorii. Pat. №2302357, Rossiyskaya Federatsiya, kl. V 63V 51/02, opubl. 10.07.2007 [A method for conducting river and sea vessels along a given trajectory. Patent No. 2302357, Russian Federation, cl. B 63B 51/02, publ. 10.07.2007], 5 p.
2. Leroy C.C. Navigation Maritime Acoustique dans le chenaux Etroits, *Navigation, (Fr.)*, 1972, Vol. XX, No. 80, pp. 412-425.
3. Sposob formirovaniya zon orientirovaniya s pomoshch'yu lazernogo stvornogo mayaka. Pat. №2354580, Rossiyskaya Federatsiya, №2008100256/11; zayavl. 15.01.2008, opubl. 10.05.2009 [Method of formation of zones of orientation with a laser flap gate lighthouse. Patent No. 2354580, Russian Federation, No. 2008100256/11; decl. 15.01.2008, publ. 10.05.2009], 5 p.
4. Arkticheskaya podvodnaya navigatsionnaya sistema dlya vozhdeniya i navigatsionnogo obespecheniya nadvodnykh i podvodnykh ob'ektov navigatsii v stesnennykh usloviyakh plavaniya. Pat. 2596244 Rossiyskaya Federatsiya, №2015133286/28; zayavl. 10.08.2015, opubl. 10.09.2016 [Arctic underwater navigation system for driving and navigation support of surface and underwater navigation objects in restricted navigation conditions. Pat. 2596244 Russian Federation, No. 2015133286/28; decl. 10.08.2015, publ. 10.09.2016].
5. Sposob provodki morskikh i rechnykh sudov po zadannomu kursu. Pat. №2491204, Rossiyskaya Federatsiya, №2009146160/11; zayavl. 15.12.2009, opubl. 27.08.2013 [Method of conducting sea and river vessels at a given course. Patent No. 2491204, Russian Federation, No. 2009146160/11; decl. 15.12.2009, publ. 27.08.2013], 5 p.
6. Sposob podgotovki letnogo basseyna gidroaerodroma dlya vypolneniya vzleta i privodneniya gidrosamoleta. Pat. №2464205, Rossiyskaya Federatsiya, № 2011112733/11; zayavl. 01.04.2011; opubl. 20.10.2012 [The method of preparation of the flight basin hydro-port to perform takeoff and landing seaplane. Patent No. 2464205, Russian Federation, No. 2011112733/11; decl. 01.04.2011; publ. 20.10.2012], 23 p.
7. Sposob podgotovki vzletno-posadochnoy polosy letnogo basseyna gidroaerodroma dlya vypolneniya vzleta i privodneniya gidrosamoleta. Pat. №2539039, Rossiyskaya Federatsiya, №2013129511/11; zayavl. 27.06.2013g.; opubl. 10.01.2015 [The method of preparing a runway of flight basin of the hydro-port to perform takeoff and landing seaplane. Patent No. 2539039, Russian Federation, No. 2013129511/11; decl. on 27.06.2013; publ. on 10.01.2015], 3 p.
8. Sposob provodki bespilotnogo gidrosamoleta na akvatorii letnogo basseyna. Pat. №2705475, Rossiyskaya Federatsiya, №2018147317, zayavl. 28.12.2018, opubl. 7.11.2019 [The method of conducting an unmanned seaplane in the water area of the flight pool. Patent No. 2705475, Russian Federation, No. 2018147317, decl. on 28.12.2018, publ. on 7.11.2019], 30 p.
9. Mnogochastotnaya navigatsionnaya sistema. Pat. №86321, Rossiyskaya Federatsiya, № 2009106613/22; zayavl. 25.02.2009; opubl. 27.08.2009 [Multi-frequency navigation system. Patent No. 86321, Russian Federation, No. 2009106613/22; decl. 25.02.2009; publ. 27.08.2009], 3 p.
10. Akusticheskij pelengator. Pat. №2138059 Rossiyskaya Federatsiya, №96113765/09; zayavl. 05.07.1996; opubl. 20.09.1999 [Acoustic direction finder. Patent No. 2138059 Russian Federation, No. 96113765/09; decl. 05.07.1996; publ. 20.09.1999], 7 p.
11. Voloshchenko V.Y. Seadrome: Technologies of Complex Navigation for Amphibious Unmanned Aerial Vehicles in the Seaplane Basin, *Russian Aeronautics (Iz. VUZ)*, 2018, No. 51 (1), pp. 102-111. Doi 10.3103/S1068799818010166. Available at: <http://link.springer.com/article/10.3103/S1068799818010166>.
12. Voloshchenko V.Y., Voloshchenko A.P., Voloshchenko E.V. Seadrome: Unmanned Amphibious Aerial Vehicle Sonar Equipment for Landing-Takeoff and Water Area Navigation, *Russian Aeronautics (Iz. VUZ)*, 2020, No. 63 (1), pp. 153-163. DOI 10.3103/S1068799820010225. Available at: <http://link.springer.com/article/10.3103/S1068799820010225>.

13. Sposob podgotovki gidroaerodromov dlya vypolneniya vzleta i posadki gidrosamoletov. Pat. №2093428, Rossiyskaya Federatsiya, №94036394/11, zayavl. 29.09.1994; opubl. 20.10.1997 [Method for preparing hydroaerodromes for taking off and landing seaplanes. Patent No. 2093428, Russian Federation, No. 94036394/11, decl. 29.09.1994; publ. 20.10.1997], 4 p.
14. Mnogochastotnoe gidroakusticheskoe priemoizluchayushchee antennoe ustroystvo. Pat. №104732, Rossiyskaya Federatsiya, № 2010149910/28; zayavl. 03.12.2010; opubl. 20.05.2011 [Multi-frequency hydroacoustic receiving-emitting antenna device. Patent No. 104732, Russian Federation, No. 2010149910/28; decl. on 03.12.2010; publ. on 20.05.2011], 2 p.
15. *Voloshchenko V.Yu.* Gidroaerodrom: povyshenie bezopasnosti vzletno-posadochnykh deystviy na akvatorii letnogo basseyna [The hydro-port: improve safety of runway operations in the waters of the flight basin], *Izvestiya VUZov. Aviatsonnaya tekhnika* [Izvestiya VUZov. Aviation equipment], 2016, No. 2, pp. 108-113.
16. *Voloshchenko V.Yu., Timoshenko V.I.* Parametricheskie gidroakusticheskie sredstva blizhnego podvodnogo nablyudeniya [Parametric hydroacoustic means of near-underwater observation] (Part 1). Taganrog: Izd-vo TTI YuFU, 2009, 294 p.
17. Gidroakusticheskaya entsiklopediya [Hydroacoustic Encyclopedia]. Taganrog: Izd-vo TRTU, 1999, 788 p.
18. *Evyutov A.P., Lyalikov A.P., Mit'ko V.B. i dr.* Spravochnik po gidroakustike [Handbook of hydroacoustics]. Leningrad: Sudostroenie, 1982, 344 p.
19. *Kobyakov Yu.S., Kudryavtsev N.N., Timoshenko V.I.* Konstruirovaniye gidroakusticheskoy ryboposkovoy apparatury [Construction of hydroacoustic fish-search equipment]. Leningrad: Sudostroenie, 1986, 272 p.
20. *Voloshchenko V.Yu., Voloshchenko A.P.* Parametricheskie gidroakusticheskie sredstva blizhnego podvodnogo nablyudeniya (Ch. II): monografiya [Parametric hydroacoustic means of short-range underwater observation (Part II): monograph]. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2018, 176 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор И.Б. Аббасов.

**Волощенко Елизавета Вадимовна** – Южный федеральный университет; e-mail: voloshchenko.liza@mail.ru; 347922, г. Таганрог, ул. Шевченко, 2; тел.: 89515230085; кафедра электрогидроакустической и медицинской техники; аспирант.

**Волощенко Вадим Юрьевич** – e-mail: voloshchenko.vadim@mail.ru; тел.: 89515074541; кафедра инженерной графики и компьютерного дизайна; к.т.н.; доцент.

**Voloshchenko Elizaveta Vadimovna** – Southern Federal University; e-mail: voloshchenko.liza@mail.ru; 2, Shevchenko street; phone: +79515230085; the department of hydroacoustic and medical engineering; graduate student.

**Voloshchenko Vadim Yur'evich** – e-mail: voloshchenko.vadim@mail.ru; phone: +79515074541; the department of engineering drawing and computer design; cand. of eng. sc.; associate professor.

## Раздел II. Алгоритмы обработки информации

УДК 004.021

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-66-74

**А.О. Корней, Е.Н. Крючкова**

### СЕМАНТИКО-СТАТИСТИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КАТЕГОРИЙ АСПЕКТОВ В ЗАДАЧАХ СЕНТИМЕНТ-АНАЛИЗА

*В современном мире одним из ключевых каналов коммуникации является Интернет. Через электронные площадки осуществляется торговля, продвижение услуг. Социальные сети и мессенджеры становятся важнейшим каналом общения и мощным инструментом воздействия на общественное мнение. Весомую долю во всем публикуемом контенте занимают тексты, написанные на естественном языке. Поэтому проблемы обработки и понимания естественных языков (ЕЯ) на сегодняшний день являются одними из ключевых. Под влиянием коммерческих интересов активно развивается область автоматического анализа тональности на основе аспектов. Данная задача существенно зависит от конкретных предметных областей, и поэтому вопрос быстрой и эффективной адаптации существующих моделей к новым доменам стоит весьма остро. В работе предлагается гибридный метод аспектно-ориентированного анализа тональности текстов, основанный на данных, извлеченных как из общеупотребительных словарей, так и из домен-ориентированных текстов. Предложен метод построения конденсированного семантического графа на основе неструктурированных домен-зависимых текстов. Введены численные метрики, позволяющие оценивать значимость отдельных терминов в пределах всего домена. Предложен алгоритм категоризации текстов, основанный на выделении семантических кластеров в пределах конденсированного домен-специфического графа. Предложен метод оценки тональности домен-ориентированных текстов, основанный на статистических данных, включая совместное использование тонального словаря и сконденсированного домен-специализированного графа. Приведены результаты экспериментов, позволяющие оценить качество работы алгоритмов.*

*Категоризация текстов; семантический граф; семантико-статистический алгоритм; анализ тональности.*

**A.O. Korney, E.N. Kryuchkova**

### SEMANTIC-STATISTICAL ALGORITHM FOR DETERMINING THE CATEGORIES OF ASPECTS IN THE PROBLEMS OF SENTIMENT ANALYSIS

*In the modern world, one of the important communication channels is the Internet. Trade, promotion of services is carried out through electronic platforms. Social networks and instant messengers are becoming the most important communication channel and a powerful tool for influencing public opinion. A significant amount in all published content falls on texts written in natural language. Therefore, the problems of natural language processing (NLP) and natural language understanding (NLU) today are one of the key ones. Under the influence of commercial interests, the field of automatic aspect-based sentiment analysis is actively developing. This task significantly depends on specific subject areas, and therefore the issue of quick and effective adaptation of existing models to new domains is very acute. The paper proposes a hybrid method of aspect-oriented analysis, based on data extracted from common dictionaries and domain-oriented texts. The novel method for constructing a condensed semantic graph based on domain-dependent texts is proposed. Numerical metrics to assess the significance of individual terms*

*within the entire domain are introduced. An algorithm for the text categorization based on the selection of semantic clusters within a condensed domain-specific graph is proposed. A method for assessing the sentiment of domain-oriented texts based on statistical data, including the joint use of a tone lexicon and a condensed domain-specialized graph, is proposed. The results of experiments are presented, allowing for evaluation of the quality of the algorithms.*

*Text categorization; semantic graph; semantic-statistical algorithm; sentiment analysis.*

**Введение.** В аспектно-ориентированном анализе тональности принято выделять следующие подзадачи: выделение аспектных терминов (aspect term extraction, АТЕ), определение тональности аспектов (aspect term polarity, АТР), выявление аспектных категорий (aspect category detection, АСД), определение тональности категорий (aspect category polarity, АСР). С точки зрения человека, категории представляют собой некоторые абстракции, обобщения, а аспектные термины – конкретные сущности, связанные с этими абстракциями. Формально аспектная категория определяется множеством соответствующих терминов:  $\{c_i\} = C_i$ , которые, тем не менее, не всегда явно присутствуют в текстовых фрагментах. Выявление аспектных категорий в общем случае можно рассматривать как пример задачи категоризации текстов.

Решение задачи категоризации, как правило, разделяется на четыре ключевых этапа: предобработка и индексация документов, уменьшение размерности пространства признаков, построение и обучение классификатора, оценка качества классификации. Фаза предварительной обработки текста предполагает выполнение некоторых стандартных действий: токенизацию, удаление стоп-слов, приведение слов к единому регистру, устранение шума, лемматизацию или стемминг, иногда – обработку аббревиатур, сленга и коррекцию ошибок [1].

Процесс индексации представляет собой построение числовой модели документа. Для индексации, как правило, используют одну из известных методик, таких как TF, TF-IDF, GloVe [2], Word2Vec [3]. Так как качество аспектного сентимент-анализа существенно зависит от уровня адаптации системы к предметной области, необходимы дополнительные семантические ресурсы для снятия неоднозначности [4] и уточнения смысла и тональности отдельных слов и конструкций. SentiWordNet [5], SenticNet [6], WordNetAffect [7] являются примерами комбинированных семантических ресурсов, в которых разнородные особенности могут использоваться вместе: семантические отношения сочетаются с тональными признаками, концептами высокого уровня и контекстной информацией.

Подходы, применяемые для построения классификаторов, очень разнообразны. Наиболее известны такие решения, как метод логистической регрессии, наивный байесовский классификатор [8], классификатор на основе k-ближайших соседей [9], метод опорных векторов [10] и методы, основанные на деревьях решений и случайных лесах [11]. Более сложные современные решения связаны с методами машинного обучения, использованием нейросетей [12], LSTM [13] и т.д.

Производительность алгоритма является одним из важных критериев при категоризации текстов, и поэтому современные системы строятся по одному из двух принципов: без понижения размерности, но с использованием «быстрого» классификатора; с понижением размерности [14, 15], но с более качественным классификатором. Второй вариант предпочтительнее, поскольку область его применения включает и те задачи, где «быстрые» классификаторы работают плохо.

В рамках данной работы рассматривается метод построения пространства признаков, основанный на анализе семантических графов. Предполагается, что для каждой категории может быть определен набор семантических подграфов (кластеров), включающих в себя данные о лексико-семантических и статистических характеристиках категории. За счет построения семантических кластеров вокруг ключевых понятий можно достичь понижения размерности, а внутренние данные подграфа могут использоваться в качестве весов отдельных признаков.

**Постановка задачи.** Для эффективного аспектного sentiment-анализа возникает проблема объединения в едином семантическом ядре как общей информации о мире, так и узкоспециализированных знаний, касающихся некоторой конкретной прикладной области. В данной работе такое ядро предлагается построить на базе трех конструктивных элементов:

1. Семантического графа  $G_0$ , построенного на базе общеупотребительных словарей русского языка. В данной работе в качестве базового источника выбраны словарь синонимов и толковый словарь. Такой граф может рассматриваться как семантическая сеть – надежный и проверенный способ представления знаний.

2. Взвешенного графа  $G_{domain}$ , построенного на основе обработки графа  $G_0$  и текстов большого объема, относящихся к специализированной области. Наличие домен-ориентированных данных обеспечивает одновременное существование в системе как общей, так и домен-зависимой информации. Одной из наиболее важных задач, для решения которых требуются домен-зависимые знания, является категоризация текстов.

3. Взвешенного тонального графа  $G_{emotion}$ , построенного на основе обработки графа  $G_0$  и тонового словаря, построенного на основе размеченных твитов.

**Базовый семантический граф.** Обобщенные знания о мире могут быть с достаточной долей достоверности извлечены из толковых словарей естественного языка, словарей синонимов и тому подобных. Общелингвистические словари описывают взаимосвязанные объекты, события, явления единого и неделимого окружающего нас мира, поэтому авторы данной работы придерживаются того мнения, что соответствующая семантика взаимосвязей должна адекватно содержаться в семантическом графе базового уровня.

Базовый семантический граф был реализован на основе общелингвистических словарей русского языка. Структура лексикона, описанная далее, является расширением математической модели, представленной в [16]. В качестве источника семантических данных были выбраны и автоматически проанализированы при помощи парсера RML два словаря: Толковый словарь русского языка Ожегова и Шведовой [17] и Словарь русских синонимов и слов с близкими значениями [18].

В распознавании человеком главной темы из анализа полного содержимого текста большого объема ключевую роль играют известные ассоциативные связи между понятиями, встреченными в тексте, а также отношения синонимии и определения, которые позволяют проецировать известные свойства на новые сущности. Таким образом, будем рассматривать множество типов отношений между словами лексикона, а, следовательно, множество типов меток на дугах графа, состоящим из трех элементов:  $L = \{l_a, l_s, l_d\}$ , где  $l_a$  – отношение ассоциации,  $l_s$  – отношение синонимии,  $l_d$  – отношение определения. Эти типы отношений будем автоматически извлекать из имеющихся словарей. Статистические данные по типам извлеченных связей представлены на рис. 1.

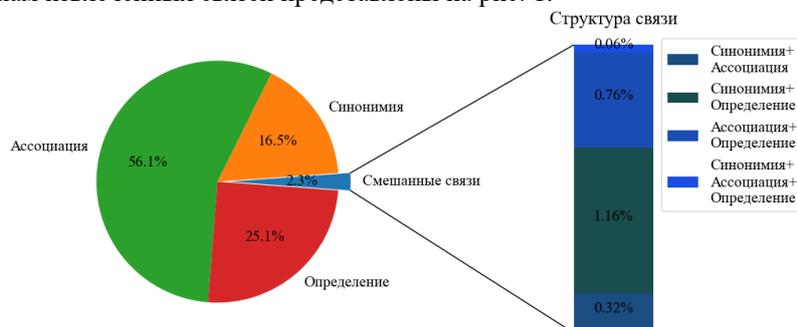


Рис. 1. Статистика по типам связей, извлеченных из словарей

Пусть  $G = (V, U)$  – ориентированный семантический граф, где  $V$  – множество слов,  $U$  – связи между словами, соответствующие отношениям из множества  $L$ . Чем дальше друг от друга в графе находятся вершины, тем менее они семантически связаны. Это значит, что такие вершины с очень малой вероятностью попадут в один семантический кластер, а тексты, в которых упоминаются соответствующие объекты, вряд ли тематически связаны.

Определим вероятность семантической связи между связанными дугой словами  $x$  и  $y$  как вес дуги  $p(x, y)$ ,  $u(x, y) \in U$ . В таком случае вес пути между двумя любыми словами можно рассматривать как вероятность совместного события. Получается, что вес пути не превышает  $\max(p(v_i, v_{i+1}))^n$ , где  $x = w_1, w_2, \dots, w_n = y$  – путь из  $x$  в  $y$ ,  $n$  – длина этого пути.

Определим меру близости между объектами как вес пути между ними. Рассматривая семантическую близость слов как максимальную вероятность совместного события, будем выбирать путь  $R_j(x, y)$  с максимальным соответствующим значением:  $d(x, y) = \max_{r_j} \left( \prod_{(w_{k-1}, w_k) \in R_j} p(w_{k-1}, w_k) \right)$ . Рассматривая вес дуги как отношение между понятиями с некоторой степенью достоверности, мы выбираем все  $p(w_{k-1}, w_k) < 1$ . Следовательно, значение выражения  $d(x, y)$  достаточно быстро становится меньше некоторого заданного  $\epsilon$ . Более того, для усиления влияния длины пути между объектами стоит ввести коэффициент демпфирования  $\gamma < 1$ , при использовании которого значение  $d(x, y)$  затухает еще быстрее:  $d(x, y) = \max_{r_j} \left( \prod_{(w_{k-1}, w_k) \in R_j} p(w_{k-1}, w_k) * \gamma^k \right)$ .

Таким образом, можно ввести в рассмотрение семантическую окрестность  $O(x, \epsilon)$  объекта  $x$ , в которой мера близости между  $x$  и любой вершиной множества  $V$  не превышает некоторый заданный порог  $\epsilon$ . Очевидно, что состав окрестности существенно зависит от весов отношений, представленных в графе.

**Построение домен-ориентированного графа.** При тестировании предлагаемого алгоритма использовался набор отзывов о ресторанах, опубликованный в рамках SemEval-2016 (Task 5, *Aspect based sentiment analysis*)[19]. Набор включает 312 документов, 41205 слов, на которые приходится 4114 уникальных канонических форм слов русского языка.

Алгоритм построения конденсированного графа на основе обучающей выборки включает несколько этапов:

- ◆ фильтрация обучающих данных;
- ◆ релаксация на базе домен-специфичного каркаса и последующее отсеечение;
- ◆ расчет градиентов вершин;
- ◆ выбор ключевых терминов домена.

На первом этапе вычислены фактические частотности униграмм и биграмм, к которым затем применены пороги для отсеечения малозначимых данных. Наиболее алгоритмически сложным является этап релаксации графа  $G_0$  на основе униграмм и биграмм, полученных после отсеечения малозначимых элементов.

Пусть  $G_0$  – семантический граф, построенный на основе словарей. Для построения  $G_{domain}$  используются слова и биграммы, отфильтрованные на основании разнообразия домена. Введем обозначения:  $D$  – множество униграмм, а  $B$  – множество биграмм, удовлетворяющих соответствующим критериям выбора. Построим  $G_{domain}$  по следующим правилам:

- ◆ Каждое слово  $v \in D$  формирует вершину  $v$  графа  $G_{domain}$ , которой присваивается вес  $w_v = f_v$ , где  $f_v$  – частота появления слова в наборе документов соответствующего домена.

♦ Каждая биграмма  $b \in B$  формирует двунаправленную *контекстную* ассоциативную связь в  $G_{domain}$  между словами в ее составе. Вес такой связи в проведенных экспериментах выбирался равным 0.8.

Полученный каркас  $G_{domain}$  затем достраивается с использованием семантического графа  $G_0$ . Для этого используется процесс релаксации, в основе которого лежит классический алгоритм обхода ширину, модифицированный следующим образом:

♦ В качестве начальной вершины всегда берется очередное слово  $v \in D$ , которому присваивается текущий вес  $\omega = \sqrt{w_v}$ .

♦ Поиск ведется синхронно по обоим графам  $G_{domain}$  и  $G_0$ ,  $G_{domain}$  в ходе поиска динамически расширяется за счет включения домен-независимых вершин и связей из  $G_0$ . Веса  $w_u$  новых вершин  $u$ , заимствуемых из  $G_0$ , сначала принимаются равными нулю:  $w_u = 0$ .

♦ От очередной вершины запускается алгоритм обхода в ширину  $v$  с весом  $\omega$ . При посещении еще не рассмотренной очередной вершины  $v'$  ей передается релаксационный вес  $\omega = r(u, v')$ , где  $u$  – непосредственный предок вершины  $v'$ . Ребро  $(u, v')$ , принадлежит графу  $G_{domain} \cup G_0$ , а  $r(u, v')$  – функция релаксации.

♦ Критерий останова алгоритма: вершина не включается в очередь, если она уже была рассмотрена ранее, а также, если релаксационный вес, передаваемый ей, близок к 0 (не превышает некоторого  $\epsilon$ ).

После проведения релаксации на основе домен-специфической информации в полученном графе  $G_{domain}$  возникают области сгущения семантических данных за счет весов, присваиваемых вершинам. Для выявления центров сгущения авторы предлагают использовать определение градиента вершины.

Рассмотрим вектор градиента для функции  $C(v)$ :  $g(v) = (C(v) - C(u_1), C(v) - C(u_2), \dots, C(v) - C(u_n))$ , где  $u_1, u_2, \dots, u_n$  – соседи первого порядка для вершины  $v$ . Величина градиента определяется формулой:

$$M_{g(v)} = \sqrt{(C(v) - C(u_1))^2 + (C(v) - C(u_2))^2 + \dots + (C(v) - C(u_n))^2}.$$

Для графов, прошедших через процесс релаксации и отсекация незначимых вершин, были рассчитываются значения градиентов, которые позволяют выявить как центры кластеров, так и наиболее значимую терминологию в домене.

Произведем выборочный анализ терминов, попадающих в топ-30 для домена «Рестораны». В список наиболее значимых существительных при ранжировании по градиенту вошли такие слова как: *место, кухня, время, ресторан, интерьер, блюдо, столик, обслуживание, салат, впечатление*.

**Определение категорий аспектов.** Рассмотрим алгоритм построения семантических кластеров на основе терминов из отфильтрованного списка. Для упрощения обозначений здесь и далее под  $G$  будем понимать  $G_{domain}$ , построенный методом конденсации для некоторого домена  $D$ . Пусть  $G_r = (V_r, U_r)$  – граф с рассчитанными релаксационными весами вершин, а  $G_g = (V_g, U_g)$  – граф с рассчитанным градиентом.  $T = \{t_1, t_2, \dots, t_n\}$  – центры кластеров, выбранные из списков наиболее значимых терминов, а  $\gamma$  – коэффициент затухания.

По формуле Шеннона, количество информации в сообщении  $\varphi = w_1 w_2 \dots w_k$ :  $I(\varphi) = -\sum_{j=1}^k p(w_j) * \log_2 p(w_j)$ , где  $p(w_j)$  – вероятность появления слова  $w_j$  в сообщении.

Относительная частотность может быть рассмотрена как вероятность появления слова  $w_j$  в тексте, принадлежащем домену:  $p(w_j) = c(w_j) = C(w_j)/l$ , где  $C(w_j)$  – количество появлений в тексте слова  $w_j$ ,  $l$  – общее количество слов в обрабатываемом тексте. Изначально после первичной обработки текста, до ре-

лаксации, вес  $h(w_j)$  каждой вершины  $w_j$  был равен абсолютной частотности  $C(w_j)$  и вероятность  $p(w_j)$  равна  $c(w_j)$ . Это означает справедливость равенства  $p(w_j) = \frac{h(w_j)}{l}$ .

Однако, после процесса релаксации веса вершин изменились, и поэтому описанное соотношение перестает быть справедливым в пределах всего лексикона графа  $G_r$ . Поэтому требуется выполнить пересчет вероятности появления слова  $w_j$  в тексте. Пусть  $H_r$  – сумма весов всех вершин графа  $G_r$ ,  $H_r(w_j)$  – вес вершины  $w_j$ , тогда в качестве вероятности появления слова  $w_j$  в тексте можно использовать  $p(w_j) = \frac{H_r(w_j)}{H_r}$ .

Введем в рассмотрение  $R$  – выбранный радиус кластера, равный максимальному расстоянию (числу переходов) от центра кластера до слов лексикона этого кластера в графе  $G_r$ . Все вершины  $w$ , не более чем на  $R$ , шагов, включаются в кластер с весом  $H_i(w) \leq H_r(w)$ . При формировании кластеров возможно использование коэффициента затухания  $0 < \gamma < 1$ , который позволяет учесть снижение значимости термина для категории при удалении от ее центра. В таком случае вес термина в кластере  $H_i(w) = \gamma^k H_r(w)$ , где  $0 \leq k \leq R$ .

Рассмотрим множество терминов  $A(t_i, R) = \{a_1, a_2, \dots, a_m\}$  кластера с центром  $t_i$  и радиуса  $R$ . Необходимо ввести определение вероятности  $p(a_j, t_i)$  появления термина  $a_j$  для  $j \in \{0, 1, \dots, m\}$  в кластере с центром  $t_i$ :  $p(a_j, t_i) = H_i(a_j)/N_i$ , где  $N_i = \sum_{w \in A(t_i, R)} H_i(w)$  – суммарный вес всех вершин в  $A(t_i, R)$ . Фактически, в множестве  $A(t_i, R)$  присутствует еще одно слово  $a_0$  – это любое другое слово, не известное в данной области  $t_i$  (иными словами, не включенное в состав кластера). Определим  $p(a_0, t_i) = 0$ , что не нарушает соотношения  $\sum_{a \in A(t_i, R)} p(a) = 1$ .

Для некоторой фразы  $\varphi = w_1 w_2 \dots w_k$  введем характеристическую функцию  $F(\varphi, t_i)$  принадлежности  $\varphi$  к кластеру  $t_i$ . Качественная характеристика принадлежности кластеру определяется количеством информации, содержащейся в  $\varphi$  и соответствующей кластеру  $t_i$ . В соответствии с формулой Шеннона количество информации  $I(\varphi, t_i)$  относительно кластера  $t_i$  вычисляется по формуле:  $I(\varphi, t_i) = -\sum_{j=1}^k p(w_j, t_i) * \log_2 p(w_j, t_i)$ , где  $p(w_j, t_i)$  – вероятность принадлежности слова  $w_j$  сообщения  $\varphi$  кластеру  $t_i$ . Поскольку для слова  $a_0$  мы установили  $p(a_0, t_i) = 0$ , то  $I(\varphi, t_i)$  можно записать иначе, рассматривая в  $\varphi$  только слова из  $A(t_i, R)$ :  $I(\varphi, t_i) = -\sum_{w_j = a \& a \in A(t_i, R)} p(a, t_i) * \log_2 p(a, t_i)$ . Преобразуем полученное соотношение:

$$\begin{aligned} I(\varphi, t_i) &= - \sum_{w_j = a \& a \in A(t_i, R)} p(a, t_i) * \log_2 p(a, t_i) = \\ &= -\frac{1}{N_i} \sum_{w_j = a \& a \in A(t_i, R)} \log_2 H_i(w_j, t_i)^{H_i(w_j, t_i)} + \\ &\quad + \frac{1}{N_i} \sum_{w_j = a \& a \in A(t_i, R)} \log_2 N_i^{H_i(w_j, t_i)}, \end{aligned} \quad (1)$$

Аргумент логарифмической функции во втором слагаемом выражения (1) равен  $N_i^{H_i(w_j, t_i)}$ , в то время как в первом  $H_i(w_j, t_i)^{H_i(w_j, t_i)}$ , и в силу соотношения  $H_i(a, t_i) \ll N_i$  именно второе слагаемое имеет более высокий порядок и, следовательно, вносит основной вклад в значение  $I(\varphi, t_i)$ . Предложение  $\varphi$  должно аккумулировать в себе максимально возможное количество семантической информации в кластере  $t_i$ . Это означает, что с точки зрения формулы Шеннона предложение

должно нести максимальное количество информации для кластера. Отсюда получаем, что максимально информативным для кластера  $t_i$  является предложение, для которого значение  $I(\varphi, t_i)$  максимально.

Следовательно, в качестве характеристической функции принадлежности кластеру можно выбрать выражение:

$$F(\varphi, t_i) = \frac{1}{N_i} \sum_{w_j = a \& a \in A(t_i, R)} \log_2 N_i^{H_i(w_j, t_i)} = \frac{1}{N_i} \log_2 \left( \prod_{w_j = a \& a \in A(t_i, R)} N_i^{H_i(a, t_i)} \right),$$

или  $F(\varphi, t_i) = \frac{1}{N_i} \sum_{w_j = a \& a \in A(t_i, R)} H_i(a, t_i) * \log_2 N_i$ , и значение функции  $F(\varphi, t_i)$  не зависит от количества слов в предложении.

Вернемся к выбранным ранее наборам кластеров  $T = \{t_1, t_2, \dots, t_n\}$ , каждый из которых соответствует некоторой семантической категории. Для любого предложения  $\varphi$  можно рассчитать  $n$ -мерный вектор характеристик  $\bar{F}(\varphi, T) = \{F(\varphi, t_1), F(\varphi, t_2), \dots, F(\varphi, t_n)\}$ .  $\bar{F}(\varphi, T)$  позволяет оценить степень принадлежности предложения каждому из выбранных кластеров.

Применяя к наиболее значимым для домена конструкциям методы сентимент-анализа, описанные авторами в [20], можно так же определять полярность категорий, выявленных при помощи предложенного алгоритма. Рассмотрим примеры работы алгоритма для домена «Рестораны». Граф домена строился с порогами 4 и 2 для униграмм и биграмм соответственно, центрами категорий выбраны термины «Ресторан», «Обслуживание», «Интерьер», «Еда», параметры кластеров  $R = 2$ ,  $\gamma = 0.5$ :

♦ В предложении «*После горячего, официант порекомендовал вкусный десерт, от которого мы не смогли отказаться.*» обнаружены категории «Обслуживание» и «Еда», которым дана оценка «позитивно».

♦ Фрагмент «*Это никак не похоже на пасту!!! Сделали замечание официанту, а она на нас смотрит, хлопает глазами и спрашивает: "А что не так?". Сколько раз ходили – каждый раз уходили с испорченным настроением!!!*» отмечен категорией «Обслуживание», оценка – «негатив».

♦ Предложение «*Общее впечатление сложилось исключительно позитивное: - началось все с бронирования столика по телефону, вежливый администратор столик забронировал с учетом всех моих пожеланий*» отнесено к категориям «Ресторан» и «Обслуживание» с меткой «позитив».

На основании тестов, проведенных с 30 размеченными отзывами из [18] для категорий из списка, предлагаемый алгоритм выделил категории, в 69.5 % случаев совпадающие с проставленными вручную.

**Заключение.** Предложен и реализован комбинированный семантико-статистический алгоритм определения категории аспекта, пригодный для решения задач аспектно-ориентированного анализа тональности. Семантический граф помогает частично снять проблему адаптации к доменам, и предлагаемые алгоритмы позволяют с минимальными затратами перейти к новой предметной области.

Наиболее затратной по времени фазой является предобработка текста и извлечение статистических данных. Построение конденсированного графа на основании готовой статистики занимает в среднем от 10 до 20 секунд и зависит от выбранных порогов отсечения униграмм и биграмм (например, 14.640 сек. для домена «Фильмы» с порогами 50 для униграмм и 16 для биграмм), при этом повторное вычисление статистики для перестроения графа не требуется. Категоризация 282 предобработанных предложений домена «Рестораны» выполняется за 720 мс., что свидетельствует о невысокой вычислительной сложности алгоритма. Точность определения категорий варьируется в пределах 65–72 %, а точность вычисления тональности произвольных текстов – в пределах 68–73 % и достигается даже без обработки сарказма, учета хэштегов и эмодзи.

Сочетание описанных характеристик позволяет использовать предложенный комбинированный алгоритм для задач аспектного анализа тональности.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Kowsari K., et al.* Text classification algorithms: A survey // *Information*. – 2019. – No. 10 (4). – P. 150.
2. *Pennington J., Socher R., Manning C.D.* *Glove*: Global vectors for word representation // In *Proceedings of the 2014 conference on empirical methods in natural language processing (EMNLP)*. – P. 1532-1543.
3. *Mikolov T., et al.* Distributed representations of words and phrases and their compositionality // *Advances in neural information processing systems*. – 2013. – Vol. 26. – P. 3111-3119.
4. *Hung C. and Chen S.J.* Word sense disambiguation based sentiment lexicons for sentiment classification // *Knowledge-Based Systems*. – 2016. – Vol. 110. – P. 224-232.
5. *Baccianella A.E., Sebastiani F., Sebastiani S.* SentiWordNet 3.0: An enhanced lexical resource for sentiment analysis and opinion mining // In *Proceedings of LREC*. – 2010. – Vol. 10. – P. 2200-2204.
6. *Cambria E., Poria S., Hazarika D., Kwok K.* Senticnet 5: Discovering conceptual primitives for sentiment analysis by means of context embeddings // *AAAI*. – 2018.
7. *Strapparava C., & Valitutti A.* Wordnet affect: an affective extension of wordnet // In *Lrec*. – 2004, May. – Vol. 4, No. 40. – P. 1083-1086.
8. *Dai W., G. Xue, Qiang Yang and Y. Yu.* Transferring Naive Bayes Classifiers for Text Classification // *AAAI*. – 2007. – Vol. 7. – P. 540-545.
9. *Guo G., et al.* Using kNN model for automatic text categorization // *Soft Computing*. – 2006. – No. 10 (5). – P. 423-430.
10. *Joachims T.* Text categorization with support vector machines: Learning with many relevant features // In *European conference on machine learning*. – Springer, Berlin, Heidelberg, 1998. – P. 137-142.
11. *Salles T., et al.* Improving random forests by neighborhood projection for effective text classification // *Information Systems*. – Vol. 77. – P. 1-21.
12. *Peng H., et al.* Large-scale hierarchical text classification with recursively regularized deep graph-cnn // In *Proceedings of the 2018 World Wide Web Conference*. – P. 1063-1072.
13. *Luan Y., Lin S.* Research on Text Classification Based on CNN and LSTM // In *2019 IEEE International Conference on Artificial Intelligence and Computer Applications (ICAICA)*. IEEE. – P. 352-355.
14. *Xu Y., et al.* A Study on Mutual Information-based Feature Selection for Text Categorization // *Journal of Computational Information Systems*. – No. 3 (3). – P. 1007-1012.
15. *Sugiyama M.* Dimensionality reduction of multimodal labeled data by local fisher discriminant analysis // *Journal of machine learning research*. – 2007. – No. 8. – P. 1027-1061.
16. *Krayvanova V., Kryuchkova E.* The mathematical model of the semantic analysis of phrases based on the trivial logic // In *Proceedings of "Speech and computer" SPECOM, 2009*. – P. 543-546.
17. *Ожегов С.И., Шведова Н.Ю.* Толковый словарь русского языка. – Изд-во "Азъ", 1992. – Режим доступа: <http://lib.ru/DIC/OZHEGOW/>.
18. *Абрамов Н.* Словарь русских синонимов и сходных по смыслу выражений. – Изд-во Русские словари, 2007. – Режим доступа: <http://dict.buktopuha.net/data/abr1w.zip>.
19. *Pontiki M., et al.* *SemEval-2016* Task 5: Aspect Based Sentiment Analysis // In *Proceedings of the 10th International Workshop on Semantic Evaluation (SemEval-2016)*. – P. 19-30.
20. *Корней А.О., Крючкова Е.Н.* Анализ тональности коротких текстов на основе семантического графа // *Робототехника и искусственный интеллект: Матер. X Всероссийской научно-технической конференции с международным участием*. – 2018. – С. 168-174.

## REFERENCES

1. *Kowsari K., et al.* Text classification algorithms: A survey, *Information*, 2019, No. 10 (4), pp. 150.
2. *Pennington J., Socher R., Manning C.D.* *Glove*: Global vectors for word representation, *In Proceedings of the 2014 conference on empirical methods in natural language processing (EMNLP)*, pp. 1532-1543.
3. *Mikolov T., et al.* Distributed representations of words and phrases and their compositionality, *Advances in neural information processing systems*, 2013, Vol. 26, pp. 3111-3119.
4. *Hung C. and Chen S.J.* Word sense disambiguation based sentiment lexicons for sentiment classification, *Knowledge-Based Systems*, 2016, Vol. 110, pp. 224-232.

5. *Baccianella A.E., Sebastiani F., Sebastiani S.* SentiWordNet 3.0: An enhanced lexical resource for sentiment analysis and opinion mining, *In Proceedings of LREC*, 2010, Vol. 10, pp. 2200-2204.
6. *Cambria E., Poria S., Hazarika D., Kwok K.*, Senticnet 5: Discovering conceptual primitives for sentiment analysis by means of context embeddings, *AAAI*, 2018.
7. *Strapparava C., & Valitutti A.* Wordnet affect: an affective extension of wordnet, *In Lrec.*, 2004, May, Vol. 4, No. 40, pp. 1083-1086.
8. *Dai W., G. Xue, Qiang Yang and Y. Yu.* Transferring Naive Bayes Classifiers for Text Classification, *AAAI*, 2007, Vol. 7, pp. 540-545.
9. *Guo G., et al.* Using kNN model for automatic text categorization, *Soft Computing*, 2006, No. 10 (5), pp. 423-430.
10. *Joachims T.* Text categorization with support vector machines: Learning with many relevant features, *In European conference on machine learning*. Springer, Berlin, Heidelberg, 1998, pp. 137-142.
11. *Salles T., et al.* Improving random forests by neighborhood projection for effective text classification, *Information Systems*, Vol. 77, pp. 1-21.
12. *Peng H., et al.* Large-scale hierarchical text classification with recursively regularized deep graph-cnn, *In Proceedings of the 2018 World Wide Web Conference*, pp. 1063-1072.
13. *Luan Y., Lin S.* Research on Text Classification Based on CNN and LSTM, *In 2019 IEEE International Conference on Artificial Intelligence and Computer Applications (ICAICA)*. IEEE, pp. 352-355.
14. *Xu Y., et al.* A Study on Mutual Information-based Feature Selection for Text Categorization, *Journal of Computational Information Systems*, No. 3 (3), pp. 1007-1012.
15. *Sugiyama M.* Dimensionality reduction of multimodal labeled data by local fisher discriminant analysis, *Journal of machine learning research*, 2007, No. 8, pp. 1027-1061.
16. *Krayvanova V., Kryuchkova E.* The mathematical model of the semantic analysis of phrases based on the trivial logic, *In Proceedings of "Speech and computer" SPECOM, 2009*, pp. 543-546.
17. *Ozhegov S.I., Shvedova N.Yu.* Tolkovyy slovar' russkogo yazyka [Explanatory Dictionary of the Russian Language]. Izd-vo "Az'", 1992. Available at: <http://lib.ru/DIC/OZHEGOW/>.
18. *Abramov N.* Slovar' russkikh sinonimov i skhodnykh po smyslu vyrazheniy [Dictionary of Russian Synonyms and words with close meanings]. Izd-vo Russkie slovari, 2007. Available at: <http://dict.buktopuha.net/data/abr1w.zip>.
19. *Pontiki M., et al.* SemEval-2016 Task 5: Aspect Based Sentiment Analysis, *In Proceedings of the 10th International Workshop on Semantic Evaluation (SemEval-2016)*, pp. 19-30.
20. *Korney A.O., Kryuchkova E.N.* Analiz tonal'nosti korotkikh tekstov na osnove semanticheskogo grafa» [Short text sentiment analysis based on semantic graph], *Robototekhnika i iskusstvennyy intellekt: Mater. X Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoj konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem* [Robotics and Artificial Intelligence: Materials of the X All-Russian Scientific and Technical Conference with International Participation], 2018, pp. 168-174.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор М.Э. Рояк.

**Корней Алена Олеговна** – Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова; e-mail: [korney.alena@yanex.ru](mailto:korney.alena@yanex.ru); 656038, Алтайский край, г. Барнаул, проспект Ленина, 46; тел.: +79293234463; кафедра прикладной математики; старший преподаватель; аспирант.

**Крючкова Елена Николаевна** – e-mail: [kruchkova\\_elena@mail.ru](mailto:kruchkova_elena@mail.ru); кафедра прикладной математики; к.ф.-м.н.; доцент.

**Korney Alena Olegovna** – Polzunov Altai State Technical University, e-mail: [korney.alena@yanex.ru](mailto:korney.alena@yanex.ru); 46, mLenina avenue, Barnaul, Altai region, 656038, Russia; phone: +79293234463; the department of applied mathematics; senior lecturer; graduate student.

**Kryuchkova Elena Nikolaevna** – e-mail: [kruchkova\\_elena@mail.ru](mailto:kruchkova_elena@mail.ru); the department of applied mathematics; candidate of phys. and math. sc.; associate professor.

**Н.К. Полуянович, М.Н. Дубяго**

**НЕЙРОСЕТЕВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ЗАДАЧАХ МОНИТОРИНГА  
ТЕРМОФЛУКТУАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ  
С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ ПОМЕХ**

*Статья посвящена оценке влияния магнитных помех, при исследовании термофлуктуационных процессов в режиме динамической токовой нагрузки силовой кабельной линии (СКЛ). На основе таких методов искусственного интеллекта, как нейронные сети и нечеткая логика исследовалась термическая стойкость изоляционных материалов СКЛ определяющих пропускную способность кабельной линии электроэнергетических систем. Сравнительный обзор существующих на данный момент традиционных неразрушающих методов прогнозирования термических процессов в СКЛ показал, что большинство методов обладают низкой точностью прогноза, а также обладают высокой степенью сложности и большим количеством необходимых вычислительных операций для получения необходимых данных прогноза термических процессов в СКЛ. Также большинство методов прогноза не способны работать в режиме реального времени, что является крайне существенным недостатком. Для решения данной проблемы необходимо прибегнуть к системам прогнозирования, которые строятся на базе искусственного интеллекта с применением методов машинного обучения. Наиболее перспективным на сегодня представляется метод искусственных нейронных сетей (ИНС). Показана необходимость разработки более совершенной методики анализа старения изоляционных материалов СКЛ. Обоснована актуальность задачи создания нейросетей (НС) для оценки пропускной способности, расчёта и прогнозирования температуры жил СКЛ в режиме реального времени на основе данных системы температурного мониторинга, с учетом изменения токовой нагрузки линии и внешних условий тепловода. Разработана нейросеть для определения температурного режима токоведущей жилы силового кабеля. Проведен сравнительный анализ экспериментальных и расчетных характеристик распределений температуры, при этом исследовались различные нагрузочные режимы работы и функции изменения тока кабеля. Разработана нейросетевая модель в Matlab Simulink для прогнозирования температуры жилы кабеля. Создание, обучение и моделирование нейронной сети осуществлялось с помощью Neural Network Toolbox. Модель может быть использована в устройствах и системах непрерывного диагностирования силовых кабелей по температурным режимам.*

*Искусственный интеллект; нейронные сети; кабельные системы; оценка влияния магнитных помех; молекулярно сшитый полиэтилен; теплопроводность; XLPE – изоляция; электромагнитная совместимость; магнитные помехи.*

**N.K. Poluyanovich, M.N. Dubyago**

**NEURAL NETWORK TECHNOLOGIES IN THE TASKS OF MONITORING  
THERMOFLUCTUATION PROCESSES OF A CABLE LINE TAKING INTO  
ACCOUNT THE INFLUENCE OF INTERFERENCE**

*The article is devoted to the assessment of the influence of magnetic interference, in the study of thermal fluctuation processes in the dynamic current load mode of a power cable line (SCL). On the basis of such artificial intelligence methods as neural networks and fuzzy logic, the thermal resistance of SCL insulating materials determining the throughput of the cable line of electric power systems was investigated. A comparative review of the currently existing traditional non-destructive methods for predicting thermal processes in SCR showed that most of the methods have a low prediction accuracy, as well as have a high degree of complexity and a large number of necessary computational operations to obtain the necessary data for predicting thermal processes in SCR. Also, most forecasting methods are not able to work in real time, which is an extremely significant drawback. To solve this problem, it is necessary to resort to forecasting systems that are based on artificial intelligence using machine learning methods. The method of arti-*

*fictional neural networks (ANN) seems to be the most promising today. The need to develop a more perfect method for analyzing the aging of SCR insulating materials is shown. The urgency of the problem of creating neural networks (NN) for assessing the throughput, calculating and predicting the temperature of SCL cores in real time based on the data of the temperature monitoring system, taking into account the change in the current load of the line and the external conditions of heat removal, has been substantiated. A neural network has been developed to determine the temperature regime of the current-carrying conductor of a power cable. A comparative analysis of the experimental and calculated characteristics of temperature distributions was carried out, while various load operating modes and functions of changing the cable current were investigated. A neural network model was developed in Matlab Simulink for predicting the temperature of a cable core. The creation, training and modeling of the neural network was carried out using the Neural Network Toolbox. The model can be used in devices and systems for continuous diagnostics of power cables by temperature conditions.*

*Artificial intelligence; neural networks; cable systems; evaluation of the influence of magnetic interference; molecularly cross-linked polyethylene; thermal conductivity; XLPE – insulation; electromagnetic compatibility; magnetic interference.*

**Введение и постановка задачи.** Силовые кабели напряжением 6 (10) кВ, в системе электроснабжения потребителей городских электрических сетей являются наиболее протяжёнными элементами. Исследования причин отказов в кабельных линиях (КЛ) вызвана результатами анализа аварийности в местах с населением более 100 тыс. жителей, где повреждения КЛ 6 (10) кВ являются причиной 80–90 % всех отключений.

Во время эксплуатации на изоляцию КЛ 6 (10) кВ воздействует целая группа факторов: электрические, тепловые, климатические, механические, коррозия. Температура высоковольтной кабельной линии является важным эксплуатационным и диагностическим параметром. С одной стороны, она характеризует рабочую нагрузку КЛ, а с другой является признаком наличия и развития дефектов в изоляции. С повышением температуры существенно возрастает диффузия воды в полимеры, что снижает их механическую и электрическую прочность. В процессе длительной эксплуатации происходит старение изоляции, которое выражается в ухудшении её электрофизических характеристик. Возникает проблема определения механизма воздействия на изоляцию факторов, обусловленных действием тока нагрузки КЛ. Общеизвестно, что вне зависимости от токовой нагрузки КЛ при наличии разности потенциалов между слоями изоляции в этих слоях от электрического поля протекают поляризационные процессы смещения упруго связанных зарядов, которые обуславливают появление токов смещения до момента наступления установившегося состояния. Наличие в диэлектриках небольшого числа свободных зарядов приводит к возникновению токов утечки, на которые действует магнитное поле от тока нагрузки.

Таким образом, пропускная способность линий электропередачи зависит от температуры проводника. Допустимая токовая нагрузка СКЛ может быть получена из формулы превышения температуры жилы над температурой окружающей среды [26].

Токовая нагрузка в жилах кабеля приводит к возникновению кругового вращающегося поля, создающего магнитные потери в оболочке кабеля, и к дополнительному воздействию на изоляцию. Влияние электромагнитных полей на электропроводность технических диэлектриков обусловлено небольшим количеством свободных зарядов, связанных с наличием примесей, либо продуктов окисления, возникающих в результате нагрева и старения изоляции при эксплуатации. Влияние магнитной составляющей электромагнитного поля (ЭМП) кабеля на формирование ЧР, пробоя изоляции уделено мало внимания. Этот фактор, действуя совместно с электрическими и тепловыми полями, может наряду с режимом работы

приводить к ускорению старения изоляции [2]. Когда эти факторы действуют в комплексе, то происходит процесс старения изоляции, с накоплением необратимых изменений, ухудшение диэлектрических и эксплуатационных свойств кабеля, рис. 1. Поэтому для оценки старения изоляции необходимо рассмотрение КЛ как единого электромеханического объекта, подверженного действию собственных электрического и магнитного полей.



Рис. 1. Факторы старения изоляции СКЛ

В связи с нестабильной пропускной способностью СКЛ процесс планирования режимов работы распределительных электросетей и обеспечение баланса мощности становится труднореализуемой задачей. Решением этой научно-технической проблемы станет обнаружение дефектов высоковольтного оборудования на ранней стадии их развития и, как следствие, предотвращение аварийных ситуаций, которые способны привести к серьезным негативным последствиям и повлиять на работу системы электроснабжения в целом.

При работе высоковольтного оборудования в пространстве возникают электромагнитные поля (ЭМП) различных частотных диапазонов, вызывающие нарушения электромагнитной совместимости (ЭМС) первичных (силовых) и вторичных цепей (датчиков контроля температуры, и др.). В связи с этим в работе предлагается ввести подсистемы прогнозирования термофлуктуационных процессов СКЛ в зависимости от энергопотребления подключенной нагрузки и влияния ЭМП на КЛ.

*Цель работы* – оценка пропускной способности, расчёт и прогнозирование температуры жилы СКЛ в режиме реального времени на основе данных системы температурного мониторинга, с учетом влияния на СКЛ факторов обусловленных магнитной составляющей собственного электромагнитного поля.

Системы прогнозирования строятся на базе искусственного интеллекта с применением методов машинного обучения. Наиболее перспективным представляется метод искусственных нейронных сетей, а для их обучения могут быть использованы в том числе открытые базы данных мониторинга крупных энергетических систем и погодных явлений. "On-Line" система мониторинга позволяет вовремя выявлять быстро развивающиеся дефекты на самых ранних стадиях, что позволяет оперативно предотвратить аварийную ситуацию с кабельными линиями высокого напряжения. Либо использование системы периодического мониторинга через определенные промежутки времени.

**1 Обзор существующих систем прогнозирования термических процессов в кабельных системах.** Обзор литературных источников показал [3, 4], что к основным функциям непрерывного мониторинга теплового режима СКЛ можно отнести следующие функции:

- ◆ Возможность для определения и проведения фиксации возникающих случаев превышения установленной производителем номинальной рабочей температуры для кабеля по времени и месту вдоль всей трассы КЛ;
- ◆ Возможность проводить своевременное предотвращение возникающих в линиях токовых перегрузок КЛ;
- ◆ Возможность проводить прогнозирование допустимой для кабельной линии нагрузки в случае достижения силовым кабелем максимальной для него рабочей температуры;
- ◆ Возможность для создания оптимальных токовых нагрузок для кабельной линии, которые обеспечивают непрерывность процесса электроснабжения всех подключенных потребителей и приведение к снижению вероятности возникновения аварийных событий.

Для выполнения всего перечня необходимых функций требуется в режиме реального времени решать ряд определенных вычислительных задач:

1. Производить своевременную оценку допустимой кабельной линией токовой нагрузки, исходя из фактических условий окружающей среды, оказывающих влияние на работу кабельной линии.
2. Необходимо выполнять своевременный расчёт текущей температуры для всех жил силовой кабельной линии.
3. Необходимо производить своевременное прогнозирование скорости нагрева СК в режиме реального времени. То есть, от текущего момента времени начала прогноза на некоторое время вперёд, определяемое специалистом при последнем значении токовой нагрузки жил.

Известны системы распределённого мониторинга температуры силовых кабелей устанавливаемые на кабельные системы напряжением от 10 кВ и более. Производители систем распределенного мониторинга и прогнозирования термических процессов в СКЛ полагают, что длина распределенного датчика мониторинга температур, может достигать 40 км. Погрешность измерения температуры не превышает 1°C, а точность определения места дефекта, возникшего в изоляции находится в пределах 1 м.

Объектом исследования являются силовые кабельные линии напряжением 6-10 кВ с изоляцией из сшитого полиэтилена [3]. При протекании тока по жиле максимальная температура будет возникать в слоях изоляции, которые непосредственно прилегают к жиле [3]. Поэтому при расчёте длительно допустимой величины тока нагрузки, должно выполняться условие не превышения температуры жилы 90°C ( $T_{ж} \leq 90^\circ\text{C}$ ) [5].

Тепловое поле для КЛ, как и для других объектов, описывается дифференциальным уравнением теплопроводности (1), которое в общем случае определяет изменение распределения температуры в объеме рассматриваемого объекта в зависимости от времени.

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \text{div}(\chi * \text{grad}(T)) + \frac{q_v}{c_v}, \quad (1)$$

где  $T$  – температура, °K;  $t$  – время, с;  $q_v$  – мощность объемных источников тепла (объёмная плотность тепловыделения), Вт/м<sup>3</sup>;  $c_v$  – объёмная теплоемкость, Дж/(К·м<sup>3</sup>);  $\chi$  – температуропроводность, м<sup>2</sup>/с. Коэффициент  $\chi$  определяют по формуле  $\chi = \lambda/c_v$ , где  $\lambda$  – коэффициент теплопроводности, Вт/(м·К).

С применением аналитических преобразований и эмпирических формул была создана методика оценки тепловых стационарных режимов КЛ ИЕС 60287 [6], учитывающая все применяемые на практике конструкции КЛ. Модель Нейера-МакГрафа [7] лежит в основе стандарта ИЕС 60287, которую развили и применили к различным конструкциям КЛ другие авторы, например [8, 9].

Суть методики ИЕС 60287 сводится к определению величины допустимого тока нагрузки кабелей по формуле

$$I_{\text{доп}} = \sqrt{\frac{T_{\text{доп}} - T_0 - Q_d(0.5R_{T1} + R_{T2} + R_{T3} + R_{T4})}{R_{\text{ж}}R_{T1} + R_{\text{ж}}(1 + \Delta_1)R_{T2} + R_{\text{ж}}(1 + \Delta_1 + \Delta_2)(R_{T3} + R_{T4})}}, \quad (2)$$

где  $T_{\text{доп}}$  – допустимая рабочая температура кабеля (для СПЭ изоляции – 90°C), °C;  $T_0$  – температура окружающей среды, °C;  $Q_d$  – диэлектрические потери в изоляции на единицу длины, Вт/м;  $R_{\text{ж}}$  – электрическое сопротивление жилы переменному току на единицу длины при максимальной рабочей температуре, Ом/м;  $R_{T1}$ ,  $R_{T2}$ ,  $R_{T3}$ ,  $R_{T4}$  – тепловые сопротивления различных слоев конструкции кабеля и окружающей среды на единицу длины, °K·м/Вт;  $\Delta_1$ ,  $\Delta_2$  – отношение общих потерь в металлическом экране и броне к сумме потерь в токопроводящей жиле.

Кроме оценки пропускной способности к задачам мониторинга теплового режима относят оценку температуры жилы в режиме реального времени и предупредительное (превентивное) устранение токовых перегрузок КЛ [10, 11]. Для выполнения этих задач требуется производить расчёты температуры в динамике, а для своевременного предотвращения токовых перегрузок требуется прогнозирование температур жил кабелей в режиме реального времени. Последнее означает, что необходимо постоянно прогнозировать нагрев кабелей на некоторое время вперёд, причем такое, чтобы была возможность принять меры по снижению нагрузки КЛ.

Получение аналитического решения уравнения (2) в динамике возможно при некоторых допущениях либо для простых частных случаев. При этом окончательные решения получаются громоздкими и содержат цилиндрические функции. Например, Холодный С.Д. в работе [12] решал задачу расчёта нагрева однофазного одиночного кабеля, проложенного в грунте. Поверхность грунта считалась изотермической, а кабель считался тонкостенной трубкой радиусом  $r_k$ . Для границы между кабелем и грунтом было записано уравнение теплового баланса:

$$-2\pi\lambda_{\text{гр}}r_k \frac{\partial T}{\partial r} = Q_k, \quad (3)$$

где  $Q_k$  – тепловые потери в кабеле, Вт/м;  $\lambda_{\text{гр}}$  – коэффициент теплопроводности грунта, Вт/(м·К).

В результате математических преобразований была представлена формула для расчёта температуры в произвольной точке грунта, которая имеет следующий вид:

$$T(t) = \frac{Q_k}{2\pi\lambda_{\text{гр}}} \left[ \ln \frac{d}{d'} - \int_0^\infty \frac{J_0(x) - J_0\left(\frac{d}{d'}x\right)}{x} e^{-\frac{a}{d^2}x^2t} dx \right], \quad (4)$$

где  $d$  и  $d'$  – расстояния от рассматриваемой точки до центра кабеля и до центра его зеркального изображения соответственно, м;  $J_0$  – цилиндрическая функция первого рода нулевого порядка.

Если вместо  $d$  подставить радиус кабеля  $r_k$  и вычислить соответствующее расстояние до изображения, то получим формулу для температуры на поверхности кабеля. Но для оценки теплового режима кабеля необходимо знать температуру жилы, которая будет значительно отличаться от температуры поверхности из-за низкой теплопроводности полиэтилена.

В другом подходе кабель считали бесконечно тонким линейным источником тепла, тогда решение уравнения (2) позволяет определять температуру на поверхности кабеля с помощью интегральной показательной функции

$$-Ei(-x) = \int_x^{\infty} \frac{e^{-v}}{v} dv. \quad (5)$$

Формула для температуры на поверхности одиночного кабеля, проложенного на глубине  $h$  в грунте, имеет следующий вид:

$$T_k(t) = T_0 + Q_k \frac{1}{2\pi\lambda_{гр}} \left[ -Ei\left(-\frac{D_k^2}{16at}\right) + Ei\left(\frac{h^2}{at}\right) \right], \quad (6)$$

где  $D_k$  – внешний диаметр кабеля, м.

Предложение о расчете температуры на поверхности кабеля с помощью экспоненциального интеграла было реализовано в [13], где перепад температур между поверхностью кабеля и поверхностью грунта рассчитывали с помощью теории [14], а перепад температуры между жилой и внешней оболочкой, как и в [15], рассчитывали с помощью тепловой схемы замещения. Но расчёт её параметров выполняют с помощью метода Ван-Вормера. Так как тепловая волна от жилы и экрана не сразу достигает поверхности кабеля, то для согласования между двумя расчётными областями ввели некоторый коэффициент  $\alpha(t)$  («attainment factor»), который предложили определять следующим образом

$$\alpha(t) = \frac{\Delta T_{жк}(t)}{\Delta T_{жк}(\infty)}, \quad (7)$$

где  $\Delta T_{жк}$  перепад температур между поверхностью жилы и внешней поверхностью кабеля.

Результирующая формула для расчёта температуры жилы однофазного кабеля в КЛ имеет следующий вид:

$$T_{ж}(t) = \Delta T_{жк} + \alpha(t)T_{к}(t) + \alpha(t)T_{mn}(t). \quad (8)$$

В [17] авторы выполнили расчёт температуры жилы в режиме реального времени на основе данных о токовой нагрузке жилы и температуре в экране. Затем сопоставили результаты расчёта с экспериментальными данными. Измерения тока жилы и температуры экрана производили с интервалом 15 минут в течение суток. В расчётах учитывался тепловой поток от жилы  $Q_{ж}$  и тепловой поток, обусловленный изменением температуры металлической оболочки (экрана)  $\Delta T_{э}$ . Учёт влияния однократных ступенчатых скачков тока жилы ( $\Delta I_{ж} = I_{ж1} - I_{ж0}$ ) и температуры экрана  $\Delta T_{э}$  на изменение температуры жилы производили по следующей формуле:

$$(T_{жс} - T_{э})_t = Q_{ж0} R_{Tu} + \Delta Q_{жс} R_{Tu} \left(1 - e^{-\frac{1}{c_1 R_{Tu}} t}\right) + \Delta T_{э} \left(1 - e^{-\frac{1}{c_1 R_{Tu}} t}\right), \quad (9)$$

где  $Q_{ж0} = I_{ж20} R_{ж}$  – значение теплового потока жилы до скачка ток на величину;  $\Delta Q_{жс} = (I_{ж21} - I_{ж20}) R_{ж}$  – изменение теплового потока от жилы за счёт  $\Delta I_{ж}$ ,  $R_{ж}$  – электрическое сопротивление жилы переменному току без учёта теплового коэффициента сопротивления.

Для расчёта величины  $(T_{ж} - T_{э})$  с учётом постоянно изменяющихся тока жилы и температуры экрана авторы [8] представили их в виде ступенчатого графика. Влияние каждого скачка тока и температуры экрана учитывали с помощью формулы (9). В итоге расчётная формула для текущего момента времени получилась в виде суммы слагаемых, учитывающих предыдущие скачки тока.

В работе [17] с помощью такого же метода предлагают вычислять превышение температуры поверхности кабелей над температурой окружающей среды. В результате текущую температуру на поверхности одиночного кабеля определяют согласно приведенным выражениям:

$$T_k(t) = T_0 + \sum_{i=1}^m F_1(t, i) - \sum_{i=1}^{m-1} F_2(t, i);$$

$$F_1(t, i) = Q_k(i) \frac{1}{2\pi\lambda_{rp}} \left[ -Ei\left(-\frac{D_k^2}{16\alpha(t-t_{i-1})}\right) + Ei\left(-\frac{h^2}{\alpha(t-t_{i-1})}\right) \right]; \quad (10)$$

$$F_2(t, i) = Q_k(i) \frac{1}{2\pi\lambda_{rp}} \left[ -Ei\left(-\frac{D_k^2}{16\alpha(t-t_{i-1})}\right) + Ei\left(-\frac{h^2}{\alpha(t-t_{i-1})}\right) \right];$$

где  $m$  – число шагов, предшествующих текущему моменту времени  $t$ , которые соответствуют ступенчатому графику тепловыделения в кабеле  $Q_{k,i}$ .

Таким образом, анализ рассмотренных неразрушающих методов прогнозирования термофлуктуационных процессов в СКЛ показал, что большинство методов обладают низкой точностью прогноза, и имеют высокую степень сложности, а также содержат большое количество вычислительных операций. Большинство методов прогноза не способны работать в режиме реального времени, что является крайне существенным недостатком. Решением проблемы, на наш взгляд, является применение систем прогнозирования, основанное на базе искусственного интеллекта с применением методов машинного обучения. Наиболее перспективным на сегодня представляется метод искусственных нейронных сетей (ИНС).

**2. Учет магнитных помех.** С точки зрения теплотехники силовой кабель не является сложной системой, однако факторы окружающей среды и электромагнитные процессы усложняют задачу анализа тепловых режимов на несколько порядков. Проблемой, препятствующей широкому распространению метода регистрации и анализа термофлуктуационных процессов в изоляции СКЛ, является его низкая помехозащищенность [22–23]. Как известно уровень магнитных помех, источником которых является ток в жиле кабеля, тем выше, чем больше пропускная способность, т.е. чем больше сечение жилы и, соответственно, ток нагрузки каждой фазы. Поэтому вопросы электромагнитной совместимости работы электроэнергетического оборудования играют важную роль при проектировании КЛ и кабельных систем (КС). Отдельно выделим задачу снижения уровня магнитного поля в непосредственной близости от силовых КЛ.

Рассматривая взаимные наводки КЛ, основное внимание сосредоточим на влиянии через магнитное поле. Кабельные линии через свои магнитные поля влияют друг на друга. Магнитное поле, создаваемое токами жил и экранов КЛ, имеется как внутри кабеля, так и за его пределами. Остановимся на магнитном поле вне кабеля, поскольку именно оно определяет степень влияния соседних КЛ друг на друга и на цепи контроля параметров СКЛ.

В высоковольтных сетях очень много высокочастотных импульсов. Очень высока вероятность регистрации сигналов, наведенных на датчик [19], смонтированный на кабельной линии, извне или же с соседних кабельных линий. Это значительно снижает достоверность диагностических заключений системы мониторинга.

Экранирование элементов кабеля необходимо для электромагнитной совместимости кабеля с различными внешними цепями и для обеспечения симметрии электрического поля вокруг жилы кабеля и, следовательно, для создания более благоприятных условий работы изоляции. Внутренние экраны выполняются из полупроводящей пластмассы, внешний экран – из медных проволок и лент.

**3. Очистка снимаемого сигнала от помех.** Рассмотрим напряжение наведенное на датчики контроля параметров СКЛ. Модель зашумленного сигнала обычно принимается аддитивной:  $s(n) = f(n) + k \cdot e(n)$  с равномерным шагом по аргументу  $n$ , где  $f(n)$  – полезная информационная составляющая,  $e(n)$  – шумовой сигнал, например, белый шум определенного уровня со средним нулевым значением.

Процедура удаления шума выполняется с использованием ортогональных вейвлетов и включает в себя следующие операции [20]:

- ◆ Вейвлет-разложение сигнала  $s(n)$  до уровня  $N$ . Значение уровня  $N$  определяется частотным спектром информационной части  $f(n)$  сигнала, которую желательно оставлять в рядах аппроксимационных коэффициентов. Тип и порядок вейвлета может существенно влиять на качество очистки сигнала от шума в зависимости как от формы сигналов  $f(n)$ , так и от корреляционных характеристик шумов.

- ◆ Задание типа и пороговых уровней очистки по известным априорным данным о характере шумов или по определенным критериям шумов во входном сигнале. Пороговые уровни очистки могут быть гибкими (в зависимости от номера уровня разложения) или жесткими (глобальными).

- ◆ Модификация коэффициентов детализации вейвлет-разложения в соответствии с установленными условиями очистки.

- ◆ Восстановление сигнала на основе коэффициентов аппроксимации и модифицированных детализационных коэффициентов.

Использовалась программа специализированной системы компьютерной математики (СКМ) MATLAB. Процесс шумоочистки выполнялся с помощью утилиты Wavelet Toolbox. Окна программы и графики Вейвлет преобразования сигналов температурных зависимостей  $\theta_{3,0}$  для исследуемого образца силового кабеля АПВПу г-1х240/25-10 представлены на рис. 2.

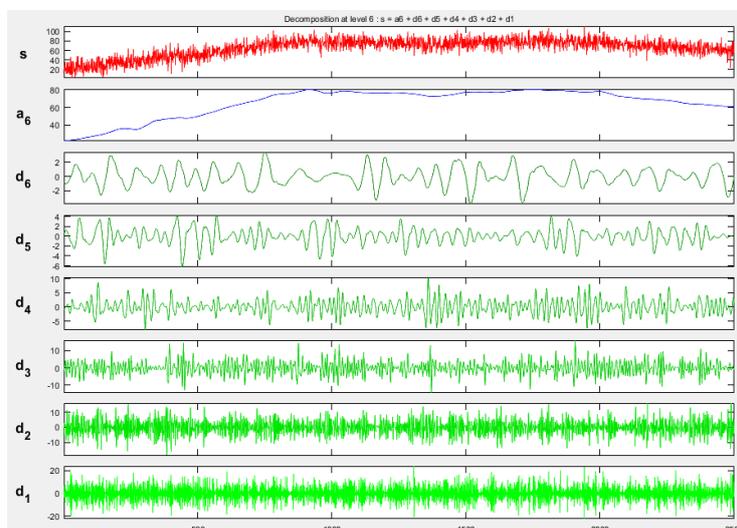


Рис.2. Окно программы и графики сигнала  $\theta_{3,0}$  для исследуемого образца кабеля

**4. Результаты расчета.** Постановка задачи. При работе высоковольтного оборудования (СКЛ, линий электропередач, трансформаторов) в пространстве возникает электромагнитное поле (ЭМП) с различным частотным диапазоном, вызывающее нарушение электромагнитной совместимости (ЭМС) первичных (силовых) и вторичных цепей.

В работе рассматриваются нефункциональные источники помех, к которым относятся проводные линии, частичные и коронные и разряды [18, 20], коммутации в сетях высокого напряжения и т.д. Создаваемые помехи случайно возникают во времени, как правило с широким частотным спектром, и являются паразитными, т. к. имеют мало общего с первичной функцией источника.

Напряженность магнитного поля (E) трёхфазной кабельной линии на расстоянии 0,5 м от исследуемого образца СКЛ составляет  $\approx 0,084$  А/м. Напряженность магнитного поля силового трансформатора на расстоянии 0,4 м от исследуемого образца СКЛ составляет  $\approx 4,6$  А/м.

Исследовались температурные зависимости образцов силового кабеля (СК). На рис. 3 показан исходный сигнал  $\theta_{з.о}$  с датчика температуры с помехами.

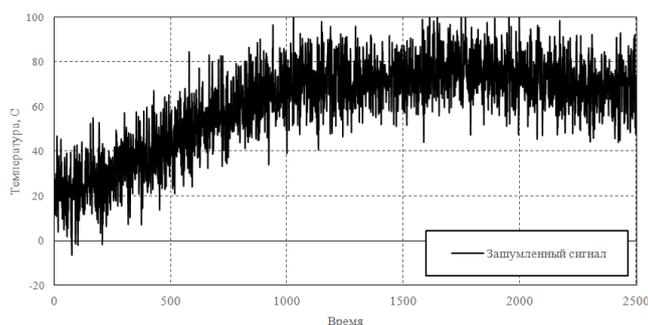


Рис. 3. Исходный сигнал  $\theta_{з.о}$  с датчика температуры с помехами

Задача выбора предельно допустимых токов СКЛ и оценка максимальной токовой нагрузки [19, 21] является обратной задачей расчета теплового поля [22, 23]. Решением прямой задачи является задание тока в каждой фазе СКЛ и вычисление температуры жилы. Процесс изменения тока жилы является динамическим, хотя время в явной форме не входит в динамический закон тока жилы (I<sub>ж</sub>), записанный в дифференциальной или рекуррентной форме, поэтому процесс называется стационарным. Выборка значения тока жилы (I<sub>ж</sub>), может задаваться дискретно через определённые промежутки: секунда, час, день. В нашем случае промежуток между выборками составляет – 30 с. На рис. 4 приведен график изменения значений тока центральной жилы СКЛ.

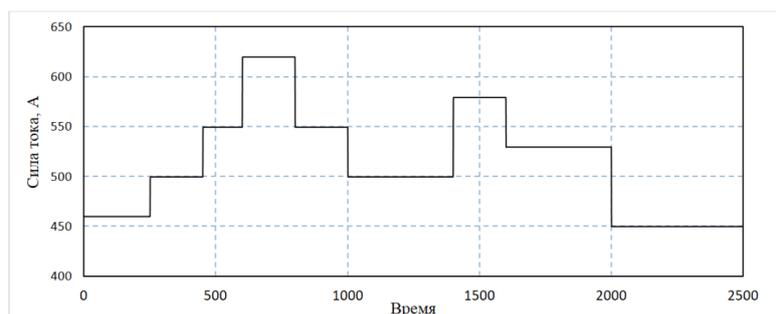


Рис. 4. График изменения значений тока центральной жилы СКЛ

На рис. 5 показаны графики экспериментальной зависимости температуры центральной жилы СКЛ  $\theta_{з.о}$  (черн), и очищенная от помех для исследуемого образца кабеля напряжением 10 кВ с изоляцией из СПЭ.

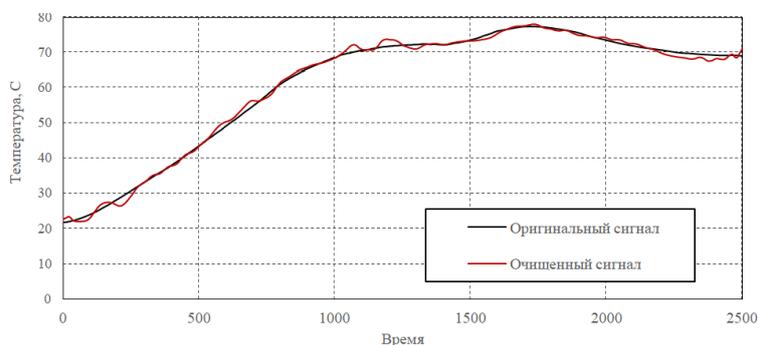


Рис. 5 Прогноз температуры центральной жилы силового кабеля с учетом магнитных помех

Погрешность, между экспериментальной температурной зависимостью и очищенным сигналом представлена в табл. 1.

Таблица 1

**Погрешность, между экспериментальной температурной зависимостью и очищенным сигналом**

Средняя температура, $\theta$ з.о, °С		Погрешность	
Исходного сигнала	Очищенного сигнала	t средняя, °С	t, %
61,2	61,3	0,6	1,03

**Заключение.** Показана необходимость разработки более совершенной методики оценки пропускной способности, расчёта и прогнозирования температуры жилы СКЛ в режиме реального времени с учетом влияния на изоляцию силового кабеля факторов, обусловленных магнитной составляющей собственного электромагнитного поля. Синтезирована нейросеть для определения температурного режима токоведущей жилы силового кабеля. Исследованы термофлуктуационные процессы в силовом кабеле АПв Пу г-1х240/25-10 при реальной диаграмме действующего значения тока жилы кабеля и разработанной модели прогноза с использованием искусственных нейронных сетей (ИНС). Приведены результаты экспериментальных исследований прогноза температуры жилы кабеля ( $\theta$ ж), с помощью ИНС, для образца кабеля, при учете влияния магнитных помех. При анализе данных было определено, что максимальное отклонение данных, полученных от нейросети от данных обучающей выборки, при наличии магнитных помех на кабель (учет их в качестве входного параметра нейросети) повышает погрешность на 1.3 градуса (или 0,8 %). Очистка снимаемых сигналов от помех показала, что при различном уровне зашумленности погрешность восстановленного сигнала составила примерно 1 %. 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. Основная область применения разработанной нейросети для определения температурного режима токоведущей жилы заключается в диагностике и прогнозировании ресурса ЭИ силового кабеля.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Короткевич М.А., Подгайский С.И., Голомуздов А.В.* Эффективность применения кабелей напряжением 6–110 кВ с изоляцией из сшитого полиэтилена. Ч. 2 // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. – 2017. – Т. 60, № 6. – С. 505-522. – <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2017-60-6-505-522>.
2. Elcut. Моделирование электромагнитных, тепловых и упругих полей методом конечных элементов: Версия 6.3.1. Руководство пользователя. – Режим доступа: [https://elcut.ru/downloads/manual\\_r\\_pocket.pdf](https://elcut.ru/downloads/manual_r_pocket.pdf).
3. *Полуянович Н.К., Дубяго М.Н.* Прогнозирование ресурса кабельных линий с использованием метода искусственных нейронных сетей // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2019. – № 3 (205). – С. 51-62.
4. *Удовиченко О.В.* Температурный мониторинг кабельных линий высокого напряжения на основе кабелей с изоляцией из сшитого полиэтилена // Линии электропередачи 2008: проектирование, строительство опыт эксплуатации и научно-технический прогресс: Материалы III российской научно-практической конференции с международным участием. – Новосибирск, 2008. – С. 301-304.
5. IEC Standard 60287–1–1. Electric Cables – Calculation of the Current Rating. Part 1: Current Rating Equations (100% Load Factor) and Calculation of Losses – Section 1: General. – 2006.
6. *Шурыкин А.А., Полуянович Н.К.* Оценка математического ожидания ресурса изоляции в задачах повышения надежности электрооборудования // Инженерный вестник Дона. – 2019. – №2 (53). – С. 16.
7. *Neher J.H. McGrath M.H.* Calculation of the Temperature Rise and Load Capability of Cable Systems // AIEEE Transactions. – 1957. – Vol. 76. – Part 3. – P. 755-772
8. *Anders G.J.* Rating of Cables on Riser Poles, in Trays, in Tunnels and Shafts - a Review // IEEE Transactions on Power Delivery. – 1996. – Vol. 11, No. 1. – P. 3-11.
9. *Sellers S.M., Black W.Z.* Refinements to the Neher-McGrath Model for Calculating the Ampacity of Underground Cables // IEEE Transactions on Power Delivery. – 1996. – Vol. 11, No. 1. – P. 12-30.
10. *Лавров Ю.А.* Кабели высокого напряжения с изоляцией из сшитого полиэтилена. Требования экономичности, надежности, экологичности // Новости электротехники. – 2008. – № 2.
11. *Лавров Ю.А.* Системный подход к проектированию воздушных и кабельных линий электропередачи среднего и высокого напряжения // Линии электропередачи 2008: проектирование, строительство опыт эксплуатации и научно-технический прогресс: материалы III российской научно-практической конференции с международным участием. – Новосибирск, 2008. – С. 17-27.
12. *Холодный С.Д.* Нагревание и охлаждение кабеля, проложенного в земле // Электричество. – 1964. – № 6. – С. 35-40.
13. *Morello A.* Variazioni Transitorie di Temperatura Nei Cavi per Energia // L'Elettrotecnica. – 1958. – Vol. XLV, No. 4. – P. 213-222.
14. *Ingersoll L.R., Zobel O.J., Ingersoll A.C.* Heat Conduction with Engineering, Geological and Other Applications – New York: McGraw-Hill, 1954.
15. Working Group 02, CIGRE Study Committee 21: Current Ratings of Cables for Cyclic and Emergency Loads. Part 1. Cyclic Ratings (Load Factor less than 100%) and Response to a Step Function // Electra. – 1972. – No. 24. – P. 63-96.
16. *Prime J.B., Valdes J.G.* Systems to Monitor the Conductor Temperature of Underground Cable // IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. – 1981. – Vol. PAS-100, No. 1. – P. 211-219.
17. *Anders G.J., Napieralski A., Orlikowski M., Zubert M.* Advanced Modeling Techniques for Dynamic Feeder Rating Systems // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2003. – Vol. 39, No. 3. – P. 619-626.
18. *Dubyago M.N., Polyuyanovich N.K., Burkov D.V.* Consideration of partial discharge energy in a mathematical model of thermal-fluctuation processes of a power cable // EAI Endorsed Transactions on Energy Web. European Alliance for Innovation. – 2019. – Vol. 6, No. 24. – С. e3. [doi.org/10.4108/eai.13-7-2018.157036](https://doi.org/10.4108/eai.13-7-2018.157036).
19. *Poluyanovich N.K., Dubyago M.N., Shurykin A.A., Burkov D.V.* Estimation of partial discharge energy in a mathematical model of thermal fluctuation processes of a power cable. Ufa State Aviation Technical University. – Ufa: publishing complex USATU, 2019. – P. 127-132. – 978-1-7281-1728-7 ©2019 IEEE.

20. *Dubyago M.N., Poluyanovich N.K.* Partial Discharge Signal Selection Method for Interference Diagnostics of Insulating Materials // in Proc. 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves. – 2019. – P. 124-127.
21. *Dubyago Marina N. and Poluyanovich Nikolay K.* Estimation of Insulating Materials Depreciation and Forecasting the Residual Cable Re-source Considering the Current Core Temperature // International Journal of Materials, Mechanics and Manufacturing. – 2019. – Vol. 7, No. 1. – P. 415-420.
22. *Dubyago M.N., Poluyanovich N.K.* Thermal processes of the isolating materials in problems of nondestructive diagnostics of the main and distributive power stations // EAI Endorsed Transactions on Energy Web and Information Technologies. – 12 2017-01 2018. – Vol. 5. Issue 16. E3.
23. *Дубяго М.Н., Полуянович Н.К.* Термодинамический способ выявления деструкции изоляции в задачах диагностики и прогнозирования ресурса кабельных систем // Инженерный вестник Дона. – 2017. – № 3. – <http://www.ivdon.ru/ru/magazine/archive/N3y2017/4360>.
24. *Дубяго М.Н., Полуянович Н.К., Бурьков Д.В.* Разработка метода прогнозирования процесса старения изоляции на основе термофлуктуационной теории частичных разрядов // Инженерный вестник Дона. – 2017. – № 3. – <http://www.ivdon.ru/ru/magazine/archive/N3y2017/4377>.
25. *Полуянович Н.К., Дубяго М.Н., Шурькин А.А. и Бурков Д.В.* Оценка энергии парциального разряда в математической модели тепловых флуктуационных процессов силового кабеля, 2019 г. // Международная конференция по электротехническим комплексам и системам (ИКОЭКС), Уфа, Россия, 2019 г. – С. 1-6.

## REFERENCE

1. *Korotkevich M.A., Podgayskiy S.I., Golomuzdov A.V.* Effektivnost' primeneniya kabeley napryazheniem 6–110 kV s izolyatsiey iz sshitogo polietilena [Efficiency of application of cables with voltage of 6–110 kV with cross-linked polyethylene insulation]. Part 2, *Energetika. Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy i energeticheskikh ob"edineniy SNG* [Energy. Proceedings of higher educational institutions and Energy associations of the CIS], 2017, Vol. 60, No. 6, pp. 505-522. Available at: <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2017-60-6-505-522>.
2. Elcut. Modelirovanie elektromagnitnykh, teplovykh i uprugikh poley metodom konechnykh elementov: Versiya 6.3.1. Rukovodstvo pol'zovatelya [Elcut. Simulation of electromagnetic, thermal and elastic fields by the finite element method: Version 6.3.1. User's Guide]. Available at: [https://elcut.ru/downloads/manual\\_r\\_pocket.pdf](https://elcut.ru/downloads/manual_r_pocket.pdf).
3. *Poluyanovich N.K., Dubyago M.N.* Prognozirovaniye resursa kabel'nykh liniy s ispol'zovaniem metoda iskusstvennykh neyronnykh setey [Forecasting the resource of cable lines using the method of artificial neural networks], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2019, No. 3 (205), pp. 51-62.
4. *Udovichenko O.V.* Temperaturnyy monitoring kabel'nykh liniy vysokogo napryazheniya na osnove kabeley s izolyatsiey iz sshitogo polietilena [Temperature monitoring of high voltage cable lines based on XLPE insulated cables], *Linii elektroperedachi 2008: proektirovanie, stroitel'stvo opyt ekspluatatsii i nauchno-tekhnicheskiiy progress: Mater. III rossiysskoy nauchno-prakticheskoy konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem* [Power lines 2008: design, construction, operating experience and scientific and technical progress: Materials of the III Russian scientific and practical. conf. with international participation]. Novosibirsk, 2008, pp. 301-304.
5. IEC Standard 60287–1–1. Electric Cables – Calculation of the Current Rating. Part 1: Current Rating Equations (100% Load Factor) and Calculation of Losses – Section 1: General, 2006.
6. *Shurykin A.A., Poluyanovich N.K.* Otsenka matematicheskogo ozhidaniya resursa izolyatsii v zadachakh povysheniya nadezhnosti elektrooborudovaniya [Estimation of the mathematical expectation of the insulation resource in the tasks of increasing the reliability of electrical equipment], *Inzhenernyy vestnik Dona* [Engineering bulletin of the Don], 2019, No. 2 (53), pp. 16.
7. *Neher J.H. McGrath M.H.* Calculation of the Temperature Rise and Load Capability of Cable Systems, *AIEE Transactions*, 1957, Vol. 76, Part 3, pp. 755-772.
8. *Anders G.J.* Rating of Cables on Riser Poles, in Trays, in Tunnels and Shafts - a Review, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1996, Vol. 11, No. 1, pp. 3-11.
9. *Sellers S.M., Black W.Z.* Refinements to the Neher-McGrath Model for Calculating the Ampacity of Underground Cables, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1996, Vol. 11, No. 1, pp. 12-30.
10. *Lavrov Yu.A.* Kabeli vysokogo napryazheniya s izolyatsiey iz sshitogo polietilena. Trebovaniya ekonomichnosti, nadezhnosti, ekologichnosti [XLPE insulated high voltage cables. Requirements for efficiency, reliability, environmental friendliness], *Novosti elektrotekhniki* [Electrical Engineering News], 2008, N. 2.

11. Lavrov Yu.A. Sistemnyy podkhod k proektirovaniyu vozduzhnykh i kabel'nykh liniy elektroperedachi srednego i vysokogo napryazheniya [A systematic approach to the design of medium and high voltage overhead and cable power lines], *Linii elektroperedachi 2008: proektirovanie, stroitel'stvo opyt ekspluatatsii i nauchno-tekhnicheskii progress: materialy III rossiyskoy nauchno-prakticheskaya konferentsiya s mezhdunarodnym uchastiem* [Power lines 2008: design, construction, operating experience and scientific and technical progress: materials of the III Russian scientific and practical. conf. with international participation]. Novosibirsk, 2008, pp. 17-27.
12. Kholodnyy S.D. Nagrevanie i okhlazhdenie kabelya, prolozhennogo v zemle [Heating and cooling of a cable laid in the ground], *Elektrichestvo* [Electricity], 1964, No. 6, pp. 35-40.
13. Morello A. Variazioni Transitorie di Temperatura Nei Cavi per Energia, *L'Elettrotecnica*, 1958, Vol. XLV, No. 4, pp. 213-222.
14. Ingersoll L.R., Zobel O.J., Ingersoll A.C. Heat Conduction with Engineering, Geological and Other Applications – New York: McGraw-Hill, 1954.
15. Working Group 02, CIGRE Study Committee 21: Current Ratings of Cables for Cyclic and Emergency Loads. Part 1. Cyclic Ratings (Load Factor less than 100%) and Response to a Step Function, *Electra*, 1972, No. 24, pp. 63-96.
16. Prime J.B., Valdes J.G. Systems to Monitor the Conductor Temperature of Underground Cable, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1981, Vol. PAS-100, No. 1, pp. 211-219.
17. Anders G.J., Napieralski A., Orlikowski M., Zubert M. Advanced Modeling Techniques for Dynamic Feeder Rating Systems, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, Vol. 39, No. 3, pp. 619-626.
18. Dubyago M.N., Polyuyanovich N.K., Burkov D.V. Consideration of partial discharge energy in a mathematical model of thermal-fluctuation processes of a power cable, *EAI Endorsed Transactions on Energy Web. European Alliance for Innovation*, 2019, Vol. 6, No. 24, pp. e3. doi.org/10.4108/eai.13-7-2018.157036.
19. Poluyanovich N.K., Dubyago M.N., Shurykin A.A., Burkov D.V. Estimation of partial discharge energy in a mathematical model of thermal fluctuation processes of a power cable. Ufa State Aviation Technical University. Ufa: publishing complex USATU, 2019, pp. 127-132. 978-1-7281-1728-7 ©2019 IEEE.
20. Dubyago M.N., Poluyanovich N.K. Partial Discharge Signal Selection Method for Interference Diagnostics of Insulating Materials, in *Proc. 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves*, 2019, pp. 124-127.
21. Dubyago Marina N. and Poluyanovich Nikolay K. Estimation of Insulating Materials Depreciation and Forecasting the Residual Cable Re-source Considering the Current Core Temperature, *International Journal of Materials, Mechanics and Manufacturing*, 2019, Vol. 7, No. 1, pp. 415-420.
22. Dubyago M.N., Poluyanovich N.K. Thermal processes of the isolating materials in problems of nondestructive diagnostics of the main and distributive power stations, *EAI Endorsed Transactions on Energy Web and Information Technologies*. 12 2017-01 2018, Vol. 5. Issue 16. E3.
23. Dubyago M.N., Poluyanovich N.K. Termodinamicheskii sposob vyyavleniya destruktivnoy izolyatsii v zadachakh diagnostiki i prognozirovaniya resursa kabel'nykh sistem [Thermodynamic method for detecting the destruction of insulation in the problems of diagnostics and forecasting the resource of cable systems], *Inzhenernyy vestnik Dona* [Engineering Bulletin of Don], 2017, No. 3. Available at: <http://www.ivdon.ru/ru/magazine/archive/N3y2017/4360>.
24. Dubyago M.N., Poluyanovich N.K., Bur'kov D.V. Razrabotka metoda prognozirovaniya protsessa stareniya izolyatsii na osnove termoflukuatsionnoy teorii chastichnykh razryadov [Development of a method for predicting the aging process of insulation based on the thermal fluctuation theory of partial discharges], [Engineering Bulletin of Don], 2017, No. 3. Available at: <http://www.ivdon.ru/ru/magazine/archive/N3y2017/4377>.
25. Poluyanovich N.K., Dubyago M.N., Shurykin A.A. i Burkov D.V. Otsenka energii partial'nogo razryada v matematicheskoy modeli teplovykh flukuatsionnykh protsessov silovogo kabelya, 2019 g. [Estimation of the partial discharge energy in a mathematical model of thermal fluctuation processes in a power cable], *Mezhdunarodnaya konferentsiya po elektrotekhnicheskim kompleksam i sistemam (IKOEKS), Ufa, Rossiya, 2019 g.* [International Conference on Electrical Complexes and Systems (IKOEKS), Ufa, Russia, 2019], pp. 1-6.

Статью рекомендовал к опубликованию д.ф.м.н., профессор А.И. Матвеев.

**Полуянович Николай Константинович** – Южный федеральный университет; e-mail: nik1-58@mail.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: 89185693365; кафедра электротехники и мехатроники.

**Дубяго Марина Николаевна** – e-mail: w\_m88@mail.ru; тел.: 89281758225; кафедра электротехники и мехатроники; аспирант.

**Poluyanovich Nikolay Konstanti** – Southern Federal University; e-mail: nik1-58@mail.ru; 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, 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 51.74

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-88-99

**С.Г. Буланов****КОМПЬЮТЕРНЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА УСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ  
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ**

*Предложен подход к анализу устойчивости в смысле Ляпунова систем обыкновенных дифференциальных уравнений. В основе подхода лежат критерии устойчивости в виде необходимых и достаточных условий, полученные на основе матричных мультипликативных преобразований разностных схем численного интегрирования. Матричная, мультипликативная форма критериев влечет возможность их циклической программной реализации в виде цикла по числу сомножителей. Математически обосновано, что необходимая в процессе программирования замена бесконечного матричного произведения на конечное произведение, сохраняет достоверность анализа устойчивости по предложенным критериям. Проведено исследование зависимости достоверности компьютерного анализа устойчивости от погрешности разностного решения системы обыкновенных дифференциальных уравнений. С целью повышения точности разностных приближений решения и линеаризации системы используется метод варьируемого кусочно-полиномиального приближения решения. Метод дает непрерывные и непрерывно-дифференцируемые приближения искомых решений на всем промежутке интегрирования. Требуемые приближения получаются на основе кусочно-полиномиальной аппроксимации интерполяционными полиномами Ньютона, преобразованными к форме полинома с числовыми коэффициентами. Компьютерная аппроксимация подынтегральных функций повышает точность вычисления интеграла. Тем самым повышается точность вычисления выражений в каждом сомножителе матричных произведений, как следствие повышается достоверность анализа по критериям устойчивости. Проведен программный и численный эксперимент по анализу устойчивости системы Лоренца при заданных начальных условиях и вариации параметров. На основе численных данных, полученных в ходе эксперимента, однозначно установлен характер устойчивости исследуемой системы. В целом предложенный подход дает возможность выполнить анализ устойчивости произвольной системы обыкновенных дифференциальных уравнений в режиме реального времени без обращения к методам качественной теории дифференциальных уравнений и системам компьютерной математики.*

*Устойчивость по Ляпунову; компьютерный анализ устойчивости; разностные решения дифференциальных уравнений.*

S.G. Bulanov

## COMPUTER METHOD FOR ANALYZING THE STABILITY OF DIFFERENTIAL EQUATIONS SYSTEMS

*This article proposes approach to the stability analysis in the sense of Lyapunov for systems of ordinary differential equations. The approach is based on stability criteria in the form of necessary and sufficient conditions obtained on the basis of matrix multiplicative transformations of difference schemes of numerical integration. The matrix, multiplicative form of criteria implies the possibility of their cyclic program implementation in the form of a cycle by the number of multipliers. It is mathematically proved that the replacement of an infinite matrix product with a finite product, which is necessary in the programming process, preserves the certainty of the stability analysis according to the proposed criteria. The dependence of the certainty of computer stability analysis on the error of the difference solution of a system of ordinary differential equations is investigated. In order to improve the accuracy of difference approximations of the solution and linearization of the system, the method of variable piecewise polynomial approximation of the solution is used. The method gives continuous and continuously differentiable approximations of the desired solutions over the entire integration interval. The required approximations are obtained on the basis of a piecewise-polynomial approximation by Newtonian interpolation polynomials converted to the form of a polynomial with numerical coefficients. Computer approximation of integrands increases the accuracy of integral calculation. This increases the accuracy of calculating expressions in each multiplier of matrix products, and consequently increases the certainty of analysis using stability criteria. A program and numerical experiment was conducted to analyze the stability of the Lorentz system under given initial conditions and parameters changes. Based on the numerical data obtained during the experiment, the stability nature of the system under study is unambiguously established. In General, the proposed approach makes it possible to perform a stability analysis arbitrary systems of ordinary differential equations in real time mode without access to methods of the qualitative theory of differential equations and systems of computer mathematics.*

*Lyapunov stability; computer stability analysis; difference solutions of differential equations.*

**Введение.** Быстрый (в режиме реального времени) и достоверный анализ устойчивости по Ляпунову систем обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ) требуется проводить при решении задач прикладной математики, механики, физики, теории сверхоперативного управления [1–3].

Компьютеризация математических и системных исследований приводит к вопросу о выполнимости достоверного анализа устойчивости средствами вычислительной техники [4–6]. В статье представлены сравнительно доступные и достоверные средства анализа для автоматизированного контроля устойчивости. Разрабатываемый метод анализа устойчивости систем ОДУ строится на основе мультипликативных преобразованиях разностных схем численного интегрирования [7–9]. Для анализа устойчивости используется также вектор-функция правой части системы ОДУ и ее производная. В отдельных разновидностях предлагаемый подход дает возможность аналитического применения [10], в целом трактуется как компьютерно-ориентированный.

Рассматривается задача Коши для нелинейной системы ОДУ

$$\frac{dY}{dt} = F(t, Y), Y(t_0) = Y_0. \quad (1)$$

Предполагается, что существует  $\delta_0 > 0$ , при котором выполнены все условия существования и единственности для невозмущенного решения на полупрямой  $[t_0, \infty)$  и для каждого его возмущения с начальным вектором из окрестности  $\|\tilde{Y}_0 - Y_0\| \leq \delta_0$ . Предполагается также, что в области  $R: \{t_0 \leq t < \infty; Y(t), \forall \tilde{Y}(t) : \|\tilde{Y}_0 - Y_0\| \leq \delta_0\}$

функция  $F(t, Y)$  определена, непрерывна и непрерывно дифференцируема по  $t$ , компоненты этой функции удовлетворяют неравенству

$$\left| f_k(t, Y) - f_k(t, \tilde{Y}) \right| \leq L |y_k - \tilde{y}_k|, \quad L = \text{const}, \quad \forall t \in [t_0, \infty), \quad \forall (t, Y), (t, \tilde{Y}) \in R, \\ \forall k \in \overline{1, n}.$$

Ставится задача разработать метод анализа устойчивости решения задачи (1) в смысле Ляпунова [11].

**Описание метода.** С помощью замены  $V(t) = Y(t) - Z(t)$ ,  $Y(t) \in R$ ,  $Z(t)$  – невозмущенное решение, система (1) преобразуется к системе

$$\frac{dV}{dt} = U(t, V), \quad V(t_0) = V_0, \quad (2)$$

для которой  $U(t, 0) \equiv 0$  [12].

Для системы (2) справедливы следующие утверждения:

- 1) Производная функций  $u_k(t, V(t))$ ,  $u_k(t, \tilde{V}(t))$ ,  $\forall k \in \overline{1, n}$  ограничена:  $|u'_k(t, V(t))| \leq c_1$ ,  $|u'_k(t, \tilde{V}(t))| \leq c_1$ ,  $c_1 = \text{const} \quad \forall t \in [t_0, \infty)$ .
- 2) Выполняется неравенство:  $|u_k(t, V) - u_k(t, \tilde{V})| \leq L_0 |v_k - \tilde{v}_k|$ ,  $L_0 = \text{const}$ ,  $\forall t \in [t_0, \infty)$ ,  $\forall k \in \overline{1, n}$ .

Выполним следующее преобразование системы (2):

$$\frac{dv_k}{dt} = \frac{u_k(t, v_1, \dots, v_n)}{v_k} v_k, \quad k \in \overline{1, n},$$

или, в матричной форме [13]

$$\begin{pmatrix} \frac{dv_1}{dt} \\ \frac{dv_2}{dt} \\ \dots \\ \frac{dv_n}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{u_1(t, v_1, \dots, v_n)}{v_1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{u_2(t, v_1, \dots, v_n)}{v_2} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \frac{u_n(t, v_1, \dots, v_n)}{v_n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \dots \\ v_n \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Возмущение нулевого решения системы (3) в форме метода Эйлера с остаточным членом на каждом шаге имеет вид:

$$\tilde{V}_{i+1} = (E + hA(t_i, \tilde{V}_i))\tilde{V}_i + \tilde{Q}_i, \quad i = 0, 1, \dots, \quad (4)$$

где

$$A(t_i, \tilde{V}_i) = \begin{pmatrix} \frac{u_1(t_i, \tilde{v}_{1i}, \dots, \tilde{v}_{ni})}{\tilde{v}_{1i}} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{u_2(t_i, \tilde{v}_{1i}, \dots, \tilde{v}_{ni})}{\tilde{v}_{2i}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \frac{u_n(t_i, \tilde{v}_{1i}, \dots, \tilde{v}_{ni})}{\tilde{v}_{ni}} \end{pmatrix},$$

$\|\tilde{Q}_i\| \leq c_1 h^2$ . Остаточным членом метода Эйлера на шаге будем считать разность между точным решением и его приближением по методу Эйлера.

Всюду ниже, при любом выборе  $t = \text{const}$ ,  $t \in [t_0, \infty)$ ,  $h$  и переменный индекс  $i$  предполагаются связанными соотношениями:

$$t = t_{i+1}, \quad h = \frac{t_{i+1} - t_0}{i+1}, \quad i = 0, 1, \dots \quad (5)$$

Рекуррентное преобразование (4), влечет выражение для величины возмущения через возмущение начальных данных

$$\tilde{V}_{i+1} = \prod_{\ell=0}^i (E + h A(t_{i-\ell}, \tilde{V}_{i-\ell})) \tilde{V}_0 + S_i, \quad (6)$$

где  $S_i = \sum_{k=1}^i \prod_{\ell=0}^{i-k} (E + h A(t_{i-\ell}, \tilde{V}_{i-\ell})) \tilde{Q}_{k-1} + \tilde{Q}_i$ .

**Лемма 1.** В рассматриваемых условиях имеет место соотношение  $\|S_i\| = O(h)$  [14].

Следствием леммы 1 является равенство

$$\lim_{h \rightarrow 0} S_i = \bar{0}. \quad (7)$$

Предельный переход в равенстве (6) при любом  $t$  из (5) влечет равенство

$$\tilde{V}(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \prod_{\ell=0}^i (E + h A(t_{i-\ell}, \tilde{V}_{i-\ell})) \tilde{V}_0 + \lim_{h \rightarrow 0} S_i.$$

Стремление  $h$  к нулю равносильно стремлению  $i$  к бесконечности. Следовательно, с учётом (7), для любого  $t \in [t_0, \infty)$  выполнено:

$$\tilde{V}(t) = \lim_{i \rightarrow \infty} \prod_{\ell=0}^i (E + h A(t_{i-\ell}, \tilde{V}_{i-\ell})) \tilde{V}_0. \quad (8)$$

На основании (8) следует, что для произвольного  $t$  величина возмущения равна бесконечному матричному произведению, умноженному на возмущение начальных данных. Следовательно, бесконечное матричное произведение определяет величину возмущения.

**Теорема 1.** Для того чтобы решение задачи (2) было устойчиво, необходимо и достаточно выполнение неравенства

$$\left\| \lim_{i \rightarrow \infty} \prod_{\ell=0}^i (E + h A(t_{i-\ell}, \tilde{V}_{i-\ell})) \right\| \leq \tilde{c}_1 = \text{const} \quad \forall t \in [t_0, \infty). \quad (9)$$

Решение асимптотически устойчиво тогда и только тогда, когда выполнено (9) и выполняется соотношение

$$\left\| \lim_{t \rightarrow \infty} \lim_{i \rightarrow \infty} \prod_{\ell=0}^i (E + h A(t_{i-\ell}, \tilde{V}_{i-\ell})) \right\| \rightarrow 0. \quad (10)$$

Критерии (9), (10) позволяют определить характер устойчивости, асимптотической устойчивости либо неустойчивости нелинейной системы ОДУ без представления решения в аналитической форме и использования методов качественной теории дифференциальных уравнений [15–17]. Форма выражений под знаком пре-

дела позволяет запрограммировать вычисление выражений в виде цикла по числу множителей. Это влечет возможность компьютерного анализа устойчивости в режиме реального времени [18].

Для вычисления диагональных элементов матрицы  $A(t_i, \tilde{V}_i)$  с более высокой точностью, чем на основе разностных методов, используется метод варьируемого кусочно-полиномиального приближения решения задачи Коши для ОДУ [19, 20]. Приближение решения и правой части (2) на  $[a, b] = \bigcup_{i=0}^{R-1} [a_i, b_i]$  сводится к последовательному приближению на подынтервалах

$$[a_i, b_i] = \bigcup_{j=0}^{P-1} [t_j, t_{j+1}], \quad P = 2^{k_0}, \quad k_0 = \{0, 1, \dots\}. \quad (11)$$

При каждом  $i \geq 1$  полагается  $\tilde{v}_k(a_i) = \tilde{v}_{k-1}(b_{i-1})$ ,  $\tilde{v}_k(a_0) = \tilde{v}_0$ . На каждом подынтервале из (11) строится кусочно-полиномиальное приближение функции правой части (2). Количество подынтервалов  $P = 2^{k_0}$  и степень интерполяционного полинома  $n_0$  выбираются так, чтобы было минимальным значение

$$\delta_{kij}(t) = |\Psi_{kjn_0}(t) - u_k(t, z_{1j}(t), \dots, z_{nj}(t))|, \quad t \in [t_j, t_{j+1}], \quad j = \overline{0, P-1}, \\ k \in \overline{1, n},$$

где  $\Psi_{kjn_0}(t) \approx u_k(t, \tilde{v}_1, \dots, \tilde{v}_n)$ ,  $z_{kj}(t) = \tilde{v}_{kj} + \int_{t_j}^t \Psi_{kjn_0}(t) dt$  – полином с числовыми коэффициентами, приближающий искомое решение. При этом приближенные значения решений в узлах интерполяции первоначально вычисляются по методу Эйлера.

Коэффициенты кусочно-полиномиальной аппроксимации вычисляются следующим образом. При каждом  $j$  подынтервал  $[t_j, t_{j+1}]$  из (11) разбивается на  $n_0$  равноотстоящих узлов с шагом  $h_0$ :

$$t_{jp} = t_j + ph_0, \quad p = \overline{0, n_0}, \quad h_0 = \frac{t_{j+1} - t_j}{n_0}. \quad (12)$$

В каждом из узлов (12) вычисляются значения  $u_k(t_{jp}, \bar{v}_{1jp}, \dots, \bar{v}_{njp})$ , где  $\bar{v}_{kjp}$  определяется по методу Эйлера:

$$\bar{v}_{kjp} = \bar{v}_{kj(p-1)} + h_0 \cdot u_k(t_{j(p-1)}, \bar{v}_{1j(p-1)}, \dots, \bar{v}_{nj(p-1)}), \quad p = \overline{1, n_0}, \quad k \in \overline{1, n}. \quad (13)$$

При этом в качестве  $\bar{v}_{j0}$  берется значение на границе справа из окончательного приближения на предыдущем подынтервале:  $\bar{v}_{kj0} = \bar{v}_{k(j-1)n_0}$ , для начального подынтервала из (11)  $\bar{v}_{k00} = \tilde{v}_{k0}$ . Значения  $u_k(t_{jp}, \bar{v}_{1jp}, \dots, \bar{v}_{njp})$  принимаются за значения в узлах интерполяции:

$$\Phi_{kjp} = u_k(t_{jp}, \bar{v}_{1jp}, \dots, \bar{v}_{njp}), \quad p = \overline{0, n_0}, \quad k \in \overline{1, n}. \quad (14)$$

Далее  $\bar{v}$  будет обозначать вычисляемое приближение точного решения  $\tilde{v}$ . По условиям интерполяции (14) строится интерполяционный полином Ньютона степени  $n_0$ , который приводится к виду [20]:

$$\begin{aligned} \Psi_{k j n_0}(t) &= a_{k j 0} + \sum_{\ell=1}^{n_0} a_{k j \ell} \left( \frac{t-t_{j0}}{h_0} \right)^\ell, \quad a_{k j 0} = \Phi_{k j 0}, \\ a_{k j \ell} &= \sum_{m=\ell}^{n_0} \frac{b_{k j m} d_{m\ell}}{m!}, \quad b_{k j m} = \Delta^m \Phi_{k j 0}. \end{aligned} \quad (15)$$

Полином (15) приближает производную решения задачи (2). Приближение самого решения строится как первообразная от (15) с постоянной, принимающей значение  $\bar{v}_{k j 0}$ . Семейство первообразных от полинома  $\Psi_{k j n_0}(t)$  на  $j$ -м подынтервале имеет вид  $\int \Psi_{k j n_0}(x) dx = C + h \sum_{\ell=0}^{n_0} \frac{a_{k j \ell}}{\ell+1} x^{\ell+1}$ . Фиксирование в правой части значения нижнего предела и замена константы  $C$  на  $\bar{v}_{k j 0}$  определяет функцию

$$\begin{aligned} z_{k j}(t) &= \bar{v}_{k j 0} + \int_{t_{j0}}^t \Psi_{k j n_0}(t) dt, \text{ или} \\ z_{k j}(t) &= \bar{v}_{k j 0} + h_0 \sum_{\ell=0}^{n_0} \frac{a_{k j \ell}}{\ell+1} \left( \frac{t-t_{j0}}{h_0} \right)^{\ell+1}. \end{aligned} \quad (16)$$

Полином (16) принимается за приближение решения  $\tilde{v}_k(t)$  на  $j$ -м подынтервале:  $\tilde{v}_k(t) \approx z_{k j}(t)$ ,  $t \in [t_j, t_{j+1}]$ . Вычисление значений полинома (16) производится по схеме Горнера при  $x = \frac{t-t_{j0}}{h_0}$ :

$$z_{k j}(x) = \bar{v}_{k j 0} + h \left( \dots \left( \left( \frac{a_{k j n_0}}{n_0+1} x + \frac{a_{k j (n_0-1)}}{n_0} \right) x + \frac{a_{k j (n_0-2)}}{n_0-1} \right) x + \dots + a_{k j 0} \right) x.$$

Значения  $\bar{v}_{k j p} = z_{k j}(t_{j p})$ ,  $p = \overline{1, n_0}$ , из (16) в процессе компьютерной реализации оказываются более точными приближениями решения, чем получаемые непосредственно с помощью разностного метода. Эти значения принимаются за новые уточненные значения в интерполяционных узлах для последующего интерполирования. Данный рекуррентный процесс позволяет существенно уточнить полученные приближения.

В итоге матрица  $A(t_i, \tilde{V}_i)$  преобразуется к виду:

$$\tilde{A}(t) = \begin{pmatrix} \frac{\Psi_{1 j n_0}(t)}{z_{1 j}(t)} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{\Psi_{2 j n_0}(t)}{z_{2 j}(t)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \frac{\Psi_{n j n_0}(t)}{z_{n j}(t)} \end{pmatrix}, \quad t \in [t_j, t_{j+1}], \quad \forall j = \overline{0, P-1}.$$

Выполненная линеаризация позволяет применять методы анализа устойчивости систем линейных ОДУ [7, 9] для исследования системы вида (2).

Если в представленных выше критериях найдётся  $i_0 = \text{const}$ , такое что для всех  $i \geq i_0$  выполнено

$$\left\| \prod_{\ell=0}^i (E + h \tilde{A}(t_{i-\ell})) \right\| \leq \tilde{c}_2 = \text{const}, \quad \tilde{c}_2 = \text{const} \quad \forall t \in [t_0, \infty), \quad (17)$$

то решение задачи (2) устойчиво. Доказательство следует из предельного перехода в неравенстве (17) и из (9).

Критерии устойчивости получены на основе разностных приближений решения системы ОДУ. Следовательно, численное значение бесконечных произведений, составляющих основу критериев, зависит от погрешности разностной схемы. Проблема заключается в замене точного выражения решений из (6) на их разностные приближения по Эйлера. В предложенных критериях это повлечёт замену точных значений  $\tilde{V}_i$ , на приближённые  $\tilde{V}_{Ei}$ , на каждом шаге с номером  $i$ . Требуется выяснить, как это отразится на достоверности критериев устойчивости.

По аналогии с (6) получим соотношение, определяющее величину возмущения

$$\tilde{V}_{Ei+1} = \prod_{\ell=0}^i (E + h \tilde{A}(t_{i-\ell})) \tilde{V}_0. \quad (18)$$

Разность соотношений (6) и (18) с учетом линеаризации матрицы  $A(t_{i-\ell}, \tilde{V}_{i-\ell})$  влечет оценку  $\|\tilde{V}_{i+1} - \tilde{V}_{Ei+1}\| = O(h)$ . Поэтому практическое применение критериев устойчивости осуществимо на основе метода Эйлера.

При компьютерной реализации не может быть вычислено точное значение бесконечного произведения из левой части критериев. Следовательно, необходимо исследовать влияние на достоверность критериев замены бесконечных произведений произведением начальных сомножителей в произвольно фиксированном количестве.

В [9] установлено, что при любом выборе  $T = \text{const}$ ,  $T \in [t_0, \infty)$ , для любых  $\tilde{V}$  из (2) на промежутке  $[t_0, T]$  имеет место равномерная сходимость  $P_i \tilde{V}_0 \rightrightarrows \lim_{i \rightarrow \infty} P_i \tilde{V}_0 \quad \forall t \in [t_0, T]$ ,  $P_i = \prod_{\ell=0}^i (E + h \tilde{A}(t_{i-\ell}))$ . При этом сходимость

является равномерной как по всем  $t$ , так и по всем  $\tilde{V}$  из (2) в данных ограничениях. Если, кроме того,  $|\tilde{v}_{0(k)}| > \varepsilon_1$ ,  $0 < \varepsilon_1 = \text{const} \quad \forall k = 1, \dots, n$ , то для  $\forall \varepsilon > 0$

найдётся  $i_0 = i_0(T, \tilde{V}_0, \varepsilon)$ , такое что  $\left\| P_i - \lim_{i \rightarrow \infty} P_i \right\| \leq \varepsilon \quad \forall t \in [t_0, T]$ ,  $\forall i \geq i_0$ . Следовательно, если решение задачи (2) устойчиво, то на любом промежутке  $[t_0, T]$

существует  $i_0 = i_0(T, \tilde{V}_0, \varepsilon)$ , начиная с которого выполняется неравенство  $\|P_i\| \leq \tilde{c}_3$ ,  $\tilde{c}_3 = \text{const} \quad \forall t \in [t_0, T]$ ,  $\forall i \geq i_0$ , при этом константа  $\tilde{c}_3$  не зависит от

выбора  $T$  и  $\tilde{V}$  при данных ограничениях.

Таким образом, бесконечное произведение сомножителей под знаком предела можно заменить частичным произведением. Это даёт возможность практической программной реализации полученных критериев устойчивости. Компьютер-

ная реализация критериев выполняется с постоянным шагом на фиксированном промежутке. Анализ устойчивости, проводимый на этой основе, приводит к исчерпывающе достоверным оценкам характера устойчивости исследуемых систем [7, 8, 18].

**Численный и программный эксперимент.** Исследуется на устойчивость система Лоренца

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = \sigma(y_2 - y_1), \\ \frac{dy_2}{dt} = -y_1y_3 + ry_1 - y_2, \\ \frac{dy_3}{dt} = y_1y_2 - by_3. \end{cases} \quad (19)$$

Необходимо на основе численного эксперимента проверить достоверность анализа устойчивости по предложенному методу. Эксперимент проводился с помощью ПК на базе процессора Intel(R) Core(TM) i5-4460 в среде программирования Delphi.

Система (19) исследуется при начальных условиях  $y_{10} = y_{20} = \sqrt{b(r-1)}$ ,  $y_{30} = r - 1$  и значениях параметров  $\sigma = 10,1$ ,  $r = 24,7$ ,  $b = 8/3$ .

После преобразования системы (19) к виду (2) получим

$$\begin{cases} \frac{dv_1}{dt} = \sigma((v_2 + z_2) - (v_1 + z_1)) - \sigma(z_2 - z_1), \\ \frac{dv_2}{dt} = -(v_1 + z_1)(v_3 + z_3) + r(v_1 + z_1) - (v_2 + z_2) + z_1z_3 - rz_1 + z_2, \\ \frac{dv_3}{dt} = (v_1 + z_1)(v_2 + z_2) - b(v_3 + z_3) - z_1z_2 + bz_3. \end{cases}$$

Анализ устойчивости выполняется на основе критерия (17). Исследование проводится на промежутке  $[0, 1000]$  с шагом  $h = 0.00001$ , величина возмущения начальных данных равна  $0.00001$ . На каждом шаге работы программы находится численное значение нормы текущего матричного произведения из (17). На основе этих значений делается вывод о характере устойчивости исследуемой системы. Ограниченное изменение значений нормы соответствует устойчивости, монотонное стремление к нулю характеризует асимптотическую устойчивость, неограниченный рост свидетельствует о неустойчивости.

Таблица 1

**Результаты анализа устойчивости системы (19) при значении параметров**

$$\sigma = 10,1, r = 24,7, b = 8/3$$

$t$	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000
<i>норма</i>	1,36	1,45	1,04	1,15	0,86	0,87	0,75	0,63	0,64	0,47

Значение нормы ограничено константой, что является признаком устойчивости.

Далее выполняется анализ устойчивости системы (19) при значении параметров  $\sigma = 10,1$ ,  $r = 24$ ,  $b = 8/3$  с неизменными начальными условиями.

Таблица 2

**Результаты анализа устойчивости системы (19) при значении параметров**

$$\sigma = 10,1, r = 24, b = 8/3$$

<i>t</i>	100	200	300	400	500
<i>norma</i>	$1.67 \times 10^{-1}$	$1.79 \times 10^{-2}$	$1.86 \times 10^{-3}$	$1.85 \times 10^{-4}$	$2.06 \times 10^{-5}$
<i>t</i>	600	700	800	900	1000
<i>norma</i>	$1.92 \times 10^{-6}$	$2.27 \times 10^{-7}$	$1.99 \times 10^{-8}$	$2.48 \times 10^{-9}$	$2.09 \times 10^{-10}$

Монотонное убывание значений нормы по критерию (17) свидетельствует об асимптотической устойчивости.

Ниже выполняется анализ устойчивости системы (19) при значении параметров  $\sigma = 10,1, r = 25,2, b = 8/3$  с прежними начальными условиями.

Таблица 3

**Результаты анализа устойчивости системы (19) при значении параметров**

$$\sigma = 10,1, r = 25,2, b = 8/3$$

<i>t</i>	100	200	300	400	500
<i>norma</i>	6,71	26	117	396	$1.97 \times 10^3$
<i>t</i>	600	700	800	900	1000
<i>norma</i>	$6.39 \times 10^3$	$3.15 \times 10^4$	$1.25 \times 10^5$	$1.54 \times 10^6$	$1.87 \times 10^6$

Монотонный рост значений нормы соответствует неустойчивости. Трактовка характера устойчивости системы (19) при вариации параметров оказалась в полном соответствии с известной. Это свидетельствует о практической пригодности представленного метода. Наряду с данным методом целесообразно применять методы описанные в [21–23]. Эти методы, основанные на построении функций Ляпунова, предполагают аналитическое применение, в отдельных разновидностях допускают компьютерную реализацию [24, 25].

**Заключение.** Предложен подход к анализу устойчивости систем ОДУ на основе критериев, полученных в результате матричных мультипликативных преобразований разностных схем численного интегрирования. Выполнена линеаризация исходной системы на основе кусочно-полиномиального приближения решения и правой части системы в виде полиномов с числовыми коэффициентами. Форма критериев позволяет реализовать их программно в виде цикла по числу сомножителей. По числовым данным, полученным в ходе компьютерного анализа, однозначно определяется характер устойчивости исследуемых систем. При построении и реализации критериев не используются методы качественной теории дифференциальных уравнений. На основе программного и численного эксперимента в режиме реального времени достоверно определяется характер устойчивости системы Лоренца при заданных начальных условиях и вариации параметров.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Мельников Г.И., Мельников В.Г., Дударенко Н.А., Талапов В.В. Устойчивость движения нелинейных динамических систем при постоянно действующих возмущениях // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2019. – Т. 19, № 2. – С. 216-221.
2. Миронов В.В., Митрохин Ю.С. Технологический подход к исследованию устойчивости динамических систем: прикладные вопросы // Вестник РГРТУ. – 2017. – № 59. – С. 127-135.
3. Александров А.Ю., Жабко А.П., Косов А.А. Анализ устойчивости и стабилизация нелинейных систем на основе декомпозиции // Сибирский математический журнал. – 2015. – Т. 56, № 6. – С. 1215-1233.

4. *Hammarling S.J.* Numerical solution of the stable, non-negative definite Lyapunov equation // IMA J. of Num. Analysis. – 1982. – Vol. 2, Issue 3. – P. 303-323.
5. *Luysckx L., Loccufier M., Noldus E.* Computational methods in nonlinear stability analysis: stability boundary calculations // J. Comput. Appl. Math. – 2004. – Vol. 168, Issue 12. – P. 289-297.
6. *Giesl P., Hafstein S.* Computation of Lyapunov functions for nonlinear discrete time systems by linear programming // J. Difference Equ. Appl. – 2014. – Vol. 20, Issue 4. – P. 610-640.
7. *Буланов С.Г.* Анализ устойчивости систем линейных дифференциальных уравнений на основе преобразования разностных схем // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2019. – Т. 20, № 9. – С. 542-549.
8. *Ромм Я.Е.* Компьютерно-ориентированный анализ устойчивости на основе рекуррентных преобразований разностных решений обыкновенных дифференциальных уравнений // Кибернетика и системный анализ. – 2015. – Т. 51, № 3. – С. 107-124.
9. *Ромм Я.Е., Буланов С.Г.* Компьютерный анализ устойчивости по Ляпунову систем линейных дифференциальных уравнений. – Таганрог: Изд-во Таганрог. гос. пед. ин-та им. А.П. Чехова, 2012. – 148 с.
10. *Ромм Я.Е.* Компьютерно-ориентированный анализ устойчивости решений дифференциальных систем // Современные наукоемкие технологии. – 2020. – № 4. – С. 42-63.
11. *Чезари Л.* Асимптотическое поведение и устойчивость решений обыкновенных дифференциальных уравнений. – М.: Мир, 1964. – 478 с.
12. *Демидович Д.П.* Лекции по математической теории устойчивости. – М.: Наука, 1967. – 472 с.
13. *Ромм Я.Е., Буланов С.Г.* Численный эксперимент по компьютерному анализу устойчивости линеаризованных систем нелинейных дифференциальных уравнений // Деп. в ВИНТИ. – 14.07.2016. – № 102. – 18 с.
14. *Bulanov S.G.* Differential systems stability analysis based on matrix multiplicative criteria // Journal of Physics: Conf. Series. – 2020. 1479 012103.
15. *Barreau M., Seuret A., Gouaisbaut F., Baudouin L.* Lyapunov stability analysis of a string equation coupled with an ordinary differential system // IEEE Trans. Automatic Control. – 2018. available on HAL.
16. *Baudouin L., Seuret A., Gouaisbaut F.* Lyapunov stability analysis of a linear system coupled to a heat equation // In 20th IFAC World Congress, Toulouse. – 2017. – Vol. 50. – P. 11978-11983.
17. *Feng G.* Stability Analysis of Piecewise Discrete-Time Linear Systems IEEE Trans // Automatic Control. – 2002. – Vol. 47, Issue 7. – P. 1108-1112.
18. *Ромм Я.Е.* Моделирование устойчивости по Ляпунову на основе преобразований разностных схем решений обыкновенных дифференциальных уравнений // Математическое моделирование. – 2008. – Т. 20., № 12. – С. 105-118.
19. *Буланов С.Г., Джанунц Г.А.* Программный анализ устойчивости систем обыкновенных дифференциальных уравнений на основе мультипликативных преобразований разностных схем и кусочно-полиномиальных приближений решения // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2015. – № 2. – С. 10-20.
20. *Джанунц Г.А., Ромм Я.Е.* Варьируемое кусочно-интерполяционное решение задачи Коши для обыкновенных дифференциальных уравнений с итерационным уточнением // Журнал вычислительной математики и математической физики. – 2017. – Т. 57, № 10. – С. 1641-1660.
21. *Doban A., Lazar M.* Computation of Lyapunov functions for nonlinear differential equations via a Yoshizawa-type construction // 10th IFAC Symp. on Nonlinear Control Systems NOLCOS: IFAC-PapersOnLine. – 2016. – P. 29-34.
22. *Zhaolu T., Chuanqing G.* A numerical algorithm for Lyapunov equations // J. Appl. Math. Comput. – 2008. – Vol. 202, Issue 1. – P. 44-53.
23. *Xiao-Lin L., Yao-Lin J.* Numerical algorithm for constructing Lyapunov functions of polynomial differential systems // J. Appl. Math. Comput. – 2009. – Vol. 29, Issue 1-2. – P. 247-262.
24. *Olgac N., Sipahi R.* A practical method for analyzing the stability of neutral type LTI-time delayed systems // Automatica. – 2004. – Vol. 40, Issue 5. – P. 847-853.
25. *Hafstein S.* A constructive converse Lyapunov theorem on asymptotic stability for nonlinear autonomous ordinary differential equations // Dynamical Systems. – 2005. – Vol. 20. – P. 281-299.

## REFERENCES

1. *Mel'nikov G.I., Mel'nikov V.G., Dudarenko N.A., Talapov V.V.* Ustoychivost' dvizheniya nelineynykh dinamicheskikh sistem pri postoyanno deystvuyushchikh vozmushcheniyakh [Stability of nonlinear dynamical system motion under constantly acting perturbations], *Nauchno-tekhnicheskiiy vestnik informatsionnykh tekhnologiy, mekhaniki i optiki* [Scientific and technical journal of information technologies, mechanics and optics], 2019, Vol. 19, No. 2, pp. 216-221.
2. *Mironov V.V., Mitrokhin Yu.S.* Tekhnologicheskiiy podkhod k issledovaniyu ustoychivosti dinamicheskikh sistem: prikladnye voprosy [Constructive approach to the research of dynamic systems stability: applied problems], *Vestnik RGRTU* [Vestnik of RSREU], 2017, No. 59, pp. 127-135.
3. *Aleksandrov A.Yu., Zhabko A.P., Kosov A.A.* Analiz ustoychivosti i stabilizatsiya nelineynykh sistem na osnove dekompozitsii [Analysis of stability and stabilization of nonlinear systems via decomposition], *Sibirskiy matematicheskiiy zhurnal* [Siberian mathematical journal], 2015, Vol. 56, No. 6, pp. 1215-1233.
4. *Hammarling S.J.* Numerical solution of the stable, non-negative definite Lyapunov equation, *IMA J. of Num. Analysis*, 1982, Vol. 2, Issue 3, pp. 303-323.
5. *Luyckx L., Loccufier M., Noldus E.* Computational methods in nonlinear stability analysis: stability boundary calculations, *J. Comput. Appl. Math.*, 2004, Vol. 168, Issue 12, pp. 289-297.
6. *Giesl P., Hafstein S.* Computation of Lyapunov functions for nonlinear discrete time systems by linear programming, *J. Difference Equ. Appl.*, 2014, Vol. 20, Issue 4, pp. 610-640.
7. *Bulanov S.G.* Analiz ustoychivosti sistem lineynykh differentsial'nykh uravneniy na osnove preobrazovaniya raznostnykh skhem [Stability analysis of systems of linear differential equations based on transformation of difference schemes], *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie* [Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie], 2019, Vol. 20, No. 9, pp. 542-549.
8. *Romm Ya.E.* Komp'yuterno-orientirovanny analiz ustoychivosti na osnove rekurrentnykh preobrazovaniy raznostnykh resheniy obyknovennykh differentsial'nykh uravneniy [Computer-oriented stability analysis based on recurrent transformation of difference solutions of ordinary differential equations], *Kibernetika i sistemnyy analiz* [Cybernetics and Systems Analysis], 2015, Vol. 51, No. 3, pp. 107-124.
9. *Romm Ya.E., Bulanov S.G.* Komp'yuternyy analiz ustoychivosti po Lyapunovu sistem lineynykh differentsial'nykh uravneniy [Computer analysis of Lyapunov stability for systems of linear differential equations]. Taganrog: Izd-vo Taganrog. gos. ped. in-ta im. A.P. Chekhova, 2012, 148 p.
10. *Romm Ya.E.* Komp'yuterno-orientirovanny analiz ustoychivosti resheniy differentsial'nykh sistem [Computer-oriented stability analysis of solutions of differential systems], *Sovremennye naukoemkie tekhnologii* [Modern high technologies], 2020, No. 4, pp. 42-63.
11. *Chezari L.* Asimptoticheskoe povedenie i ustoychivost' resheniy obyknovennykh differentsial'nykh uravneniy [Asymptotic Behavior and Stability Problems in Ordinary Differential Equations]. Moscow: Mir, 1964, 478 p.
12. *Demidovich D.P.* Lektsii po matematicheskoy teorii ustoychivosti [Lectures on Mathematical Theory of Stability]. Moscow: Nauka, 1967, 472 p.
13. *Romm Ya.E., Bulanov S.G.* Chislennyy eksperiment po komp'yuternomu analizu ustoychivosti linearizovannykh sistem nelineynykh differentsial'nykh uravneniy [Numerical experiment on computer analysis of stability of linearized systems of nonlinear differential equations], *Dep. v VINITI* [Dep. in VINITI], 14.07.2016, No. 102, 18 p.
14. *Bulanov S.G.* Differential systems stability analysis based on matrix multiplicative criteria, *Journal of Physics: Conf. Series*, 2020, 1479 012103.
15. *Barreau M., Seuret A., Gouaisbaut F., Baudouin L.* Lyapunov stability analysis of a string equation coupled with an ordinary differential system, *IEEE Trans. Automatic Control*, 2018, available on HAL.
16. *Baudouin L., Seuret A., Gouaisbaut F.* Lyapunov stability analysis of a linear system coupled to a heat equation, *In 20th IFAC World Congress, Toulouse*, 2017, Vol. 50, pp. 11978-11983.
17. *Feng G.* Stability Analysis of Piecewise Discrete-Time Linear Systems *IEEE Trans. Automatic Control*, 2002, Vol. 47, Issue 7, pp. 1108-1112.
18. *Romm Ya.E.* Modelirovanie ustoychivosti po Lyapunovu na osnove preobrazovaniy raznostnykh skhem resheniy obyknovennykh differentsial'nykh uravneniy [Modeling of stability according to Lyapunov based on difference schemes transformations for solutions of ordinary differential equations], *Matematicheskoe modelirovanie* [Mathematical Modeling], 2008, Vol. 20, No. 12, pp. 105-118.

19. *Bulanov S.G., Dzhnanunts G.A.* Programmnyy analiz ustoychivosti sistem obyknovennykh differentsial'nykh uravneniy na osnove mul'tiplikativnykh preobrazovaniy raznostnykh skhem i kusochno-polinomial'nykh priblizheniy resheniya [Program analysis of stability of ordinary differential equations systems on the basis of multiplicative transformations of difference schemes and piecewise polynomial approximations of the solution], *Promyshlennye ASU i kontrolyery* [Industrial Automatic Control Systems and Controllers], 2015, No. 2, pp. 10-20.
20. *Dzhnanunts G.A., Romm Ya.E.* Var'iruemo kusochno-interpolyatsionnoe reshenie zadachi Koshi dlya obyknovennykh differentsial'nykh uravneniy s iteratsionnym utochneniem [The varying piecewise interpolation solution of the Cauchy problem for ordinary differential equations with iterative refinement], *Zhurnal vychislitel'noy matematiki i matematicheskoy fiziki* [Computational Mathematics and Mathematical Physics Journal], 2017, Vol. 57, No. 10, pp. 1641-1660.
21. *Doban A., Lazar M.* Computation of Lyapunov functions for nonlinear differential equations via a Yoshizawa-type construction, *10th IFAC Symp. on Nonlinear Control Systems NOLCOS: IFAC-PapersOnLine*, 2016, pp. 29-34.
22. *Zhaolu T., Chuanqing G.* A numerical algorithm for Lyapunov equations, *J. Appl. Math. Comput.*, 2008, Vol. 202, Issue 1, pp. 44-53.
23. *Xiao-Lin L., Yao-Lin J.* Numerical algorithm for constructing Lyapunov functions of polynomial differential systems, *J. Appl. Math. Comput.*, 2009, Vol. 29, Issue 1-2, pp. 247-262.
24. *Olgac N., Sipahi R.* A practical method for analyzing the stability of neutral type LTI-time delayed systems, *Automatica*, 2004, Vol. 40, Issue 5, pp. 847-853.
25. *Hafstein S.* A constructive converse Lyapunov theorem on asymptotic stability for nonlinear autonomous ordinary differential equations, *Dynamical Systems*, 2005, Vol. 20, pp. 281-299.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Н.И. Витиска.

**Буланов Сергей Георгиевич** – Ростовский государственный экономический университет; e-mail: bulanovtspi@mail.ru; 347936, г. Таганрог, Инициативная,48; тел.: 89094369543; доцент.

**Bulanov Sergei Georgievich** – Rostov State University of Economics; e-mail: bulanovtspi@mail.ru; 48, Initsiativnaya street, Taganrog, 347936, Russia; phone: 89094369543; associate professor.

УДК 004.4:91

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-99-108

**М.Ю. Поленов, Д.А. Иванов**

### **МОДИФИЦИРОВАННАЯ РАСПРЕДЕЛЕННАЯ АРХИТЕКТУРА ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ДЛЯ ГЕОИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ\***

*Предложена модифицированная распределенная архитектура обработки данных на основе модели клиент-сервер, как один из вариантов реализации программного приложения геоинформационной системы. Проведенный обзор существующих геоинформационных систем и их классификация с точки зрения архитектуры продемонстрировали перспективность применения распределенной архитектуры. Однако, системы, разработанные на основе традиционной распределенной архитектуры, сталкиваются с проблемами отображения обработанных трехмерных данных в реальном времени на вычислительных устройствах с низкой производительностью. В связи с этим целью данной работы является разработка и исследование модифицированной архитектуры геоинформационных систем, позволяющей снизить требования к вычислительным устройствам клиентов. Актуальность темы исследования заключается в том, что в настоящее время существуют устройства способные поддержать работу только тонких клиентов, которые зачастую имеют малый функционал и не способны решать тяжелые вычислительные задачи. В статье рассмотрены особенности структурной и программной реализации геоинформа-*

\* Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-07-00559.

ционной системы на основе традиционной архитектуры и предложенной модифицированной распределенной архитектуры. Приведены результаты экспериментов проведенных на двух разработанных программных приложениях, имеющих различную архитектуру. Программная реализация модифицированной архитектуры и результаты экспериментов, показали целесообразность ее применения для геоинформационных систем на пользовательских вычислительных устройствах с невысокой производительностью. Предложенная архитектура может быть использована и в других распределенных системах. Особенно в таких, где стоят задачи отображения трехмерной информации на тонких клиентах.

*Геоинформационная система; обработка данных; распределенная архитектура; модифицированная распределенная архитектура.*

**M.Yu. Polenov, D.A. Ivanov**

### **MODIFIED DISTRIBUTED DATA PROCESSING ARCHITECTURE FOR GEOINFORMATION SYSTEMS**

*The paper proposes a modified distributed data processing architecture based on the client-server model, as one of the options for implementing a software application of a geographic information system. The review of existing geographic information systems and their classification from the point of view of architecture demonstrated the prospect of using a distributed architecture. However, systems developed on the basis of a traditional distributed architecture face problems displaying processed 3-dimensional data in real time on computing devices with low performance. In this regard, the purpose of this work is to develop and study a modified architecture of geographic information systems, which allows to reduce the requirements for computing devices of clients. The relevance of the research topic lies in the fact that currently there are devices that can support only thin clients, which often have small functionality and are not able to solve heavy computing tasks. The article discusses the features of the structural and software implementation of a geographic information system based on the traditional architecture and the proposed modified distributed architecture. The results of experiments carried out on two developed software applications with different architectures are presented. The software implementation of the modified architecture and the results of experiments have shown the feasibility of its application for geographic information system systems on user computing devices with low performance. The proposed architecture can be used in other distributed systems as well. Especially in those where the task is to display three-dimensional information on thin clients.*

*Geographic information system; data processing; distributed architecture; modified distributed architecture.*

**Введение.** Геоинформационные системы (ГИС) появились в 1960-х годах как средство отображения в памяти компьютера объектов, расположенных на поверхности Земли. Широкое распространение в России ГИС получили только в конце 1980-х – в начале 1990-х годов с появлением персональных компьютеров [1]. ГИС быстро адаптировались к новой, более доступной платформе, и цена систем начала постепенно падать, а число пользователей и организаций, которые могли позволить себе ГИС, соответственно, возрастать.

Геоинформационная система – система, обеспечивающая сбор, хранение, обработку, доступ, отображение и распространение пространственно-координированных данных. ГИС содержит данные о пространственных объектах в форме их цифровых представлений [2].

Применение ГИС-технологий позволяет резко увеличить оперативность и качество работы с пространственно-координированными данными по сравнению с традиционными методами картографирования. В настоящее время практически каждый имеет свою карманную версию ГИС, предоставляемую различными сервисами, такими как Yandex maps [3], Google maps [4], Microsoft Bing Maps [5] и другими. Они позволяют просматривать спутниковые фотографии Земли, определять текущее местоположение пользователя, строить маршруты и многое другое.

Однако круг решаемых задач данных сервисов ограничен и при разработке ГИС приложений для решения конкретных задач требуется учитывать вычислительные мощности устройства, на котором будет осуществляться решение задачи. Даже высокопроизводительные вычислительные системы могут встретиться с проблемами производительности таких приложений. В связи с этим, решение данных задач переносится на серверную часть приложения или сервиса [6]. Так происходит в вышеперечисленных сервисах, а пользователь получает лишь решение данной задачи.

В данных сервисах отображение или рендеринг осуществляет ядро ГИС. В ядро поступают все необходимые данные: карты, маршруты, прочие графические обозначения и другая информация. И на основе этих данных пользователь получает готовое изображение. Для маломощных вычислительных устройств даже такая задача может быть довольно сложной и трудоемкой, поскольку может быть загружено одновременно несколько карт в различных проекциях [7]. Таким образом, мы получим систему, которая не сможет эффективно работать в режиме реального времени.

Для решения данной проблемы можно предпринять следующее: повысить вычислительную мощность устройств пользователей или перенести ядро ГИС и, как следствие рендеринг, на серверную часть ГИС.

Поскольку, повышение вычислительной мощности устройств не всегда является возможным, особенно когда устройства выполнены в виде укомплектованных моноблоков или подобных систем, то второй вариант можно считать предпочтительным, поскольку он не требует модернизации устройств, а только модификации организации самого приложения. Также, основным преимуществом данного решения является повышение производительности ГИС с сохранением ее полного функционала.

**Постановка задачи.** Целью данной работы является разработка и исследование модифицированной архитектуры ГИС, позволяющей снизить требования к вычислительным системам клиентов.

Актуальность темы исследования заключается в том, что в настоящее время существуют системы способные поддерживать работу только тонких клиентов, которые зачастую имеют малый функционал и не способны решать тяжелые вычислительные задачи.

**Обзор и классификация архитектур ГИС.** В настоящее время существует большое число различных ГИС, которые основаны на следующих видах архитектур [6]: локальной; многопользовательской и распределенной.

*Локальная ГИС.* В настоящее время существуют предприятия, использующие локальные инструментальные ГИС, которые позволяют хранить пространственные данные либо в виде обычных файлов, либо в локальных СУБД. Этот подход имеет ряд существенных недостатков:

- ◆ неполнота описания геопространственных объектов; как правило, объекты в таких ГИС содержат небольшое количество атрибутов или описаний;
- ◆ сложность синхронизации версий геопространственных объектов и их атрибутов по инженерным сетям.

*Многопользовательская ГИС.* Вместо локальной системы, функционирующей на одном рабочем месте, в такой ГИС используется централизованная многопользовательская система, в которой множество пользователей могут одновременно работать в едином информационном пространстве. Данный метод повышает эффективность работы с ГИС, однако остаются нерешенными следующие проблемы:

- ◆ отсутствие ограничения доступа к данным, пространственные и атрибутивные данные доступны всем пользователям;
- ◆ отсутствие у пользователей необходимых навыков работы с ГИС.

*Распределенная ГИС.* Применение технологии публикации пространственных данных обеспечивает централизованное хранение, анализ и предоставление пространственных данных в корпоративной сети и в сети Интернет для удаленных пользователей.

Поставщики геоданных взаимодействуют с единым хранилищем пространственных и атрибутивных данных. За публикацию пространственных данных отвечает веб-ГИС-сервер [8], который является связующим звеном между пользователями и электронным генеральным планом.

Распределенная ГИС [9, 10] имеет преимущества многопользовательской архитектуры без ее недостатков, поскольку любое изменение геопространственных данных осуществляется только через модераторов веб-сервера.

На основе информации полученной при анализе популярных ГИС-сервисов и рассмотренных типов архитектуры ГИС составим обобщенную схему архитектуры ГИС этих сервисов, представленную на рис. 1.

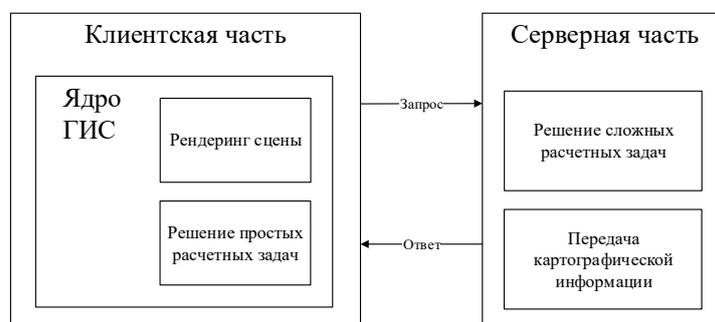


Рис. 1. Обобщенная схема распределенной архитектуры ГИС популярных сервисов

**Модифицированная распределенная архитектура ГИС.** Приложения, разработанные на основе традиционной распределенной архитектуры, могут сталкиваться с проблемами отображения обработанных трехмерных данных в реальном времени при использовании таких приложений на вычислительных устройствах с низкой производительностью.

Для решения данной проблемы предлагается модифицированная распределенная архитектура геоинформационных систем [11, 12].

Решением рассмотренной проблемы является перенос ядра ГИС и, как следствие, рендеринга, на серверную часть геоинформационной системы, поскольку модернизация оборудования – это чаще всего более дорогостоящий процесс, чем изменение структуры приложения, так как оборудование может быть сертифицировано, либо укомплектовано таким образом, что его модернизация финансово нецелесообразна.

На рис. 2. представлена предлагаемая архитектура ГИС, позволяющая решить представленную выше задачу. На данной схеме, как и на схеме традиционной распределенной архитектуры, присутствуют две части: клиент и сервер. Следует отметить что в данной архитектуре сервер имеет дополнительную программу или сервис осуществляющий взаимодействие с ядром ГИС.

В отличие от ранее рассмотренной архитектуры, здесь клиентская часть сильно упрощена. Из всего функционала клиентской части основным можно выделить отображение полученной мультимедийной информации, т.е. потока готовой, с точки зрения отображения, геоинформации. Также, как и в ранее рассмотренной обобщенной схеме архитектуры, задача отображения графического интерфейса и его взаимодействия с внутренней частью приложения (в данном случае – это взаимодействие с средствами, позволяющими осуществлять передачу информации в сети) остается в клиентской части.



Рис. 2. Схема модифицированной распределенной архитектуры ГИС

В отличие от серверной части обобщенной схемы, серверная часть модифицированной распределенной архитектуры ГИС содержит ядро ГИС. Его функции остаются такими же, как и в случае обобщенной схемы. Однако, в предлагаемом подходе взаимодействие ядра и других частей ГИС осуществляется в рамках единой системы, что является весомым достоинством, поскольку исключаются возможные потери исходных данных, требуемые для решения сложных расчетных задач.

Также за счет переноса ядра уменьшаются требования к клиентской компоненте ГИС, что позволяет использовать ее на вычислительных устройствах невысокой производительности. Следствием данного решения является то, что в такой ГИС появляется возможность решать более сложные расчетные задачи, не беспокоясь о производительности клиентских устройств.

**Реализация и сравнение распределенных архитектур.** Для сравнения подходов на основе распределенной и модифицированной распределенной архитектур было решено разработать два программных приложения, основанных на различных архитектурах, но имеющих одинаковый функционал.

*Разработка приложения на основе распределенной архитектуры.* При разработке приложения ГИС были использованы как открытые библиотеки, так и собственные разработки, также основанные на открытых библиотеках. На рис. 3. представлена структура приложения.

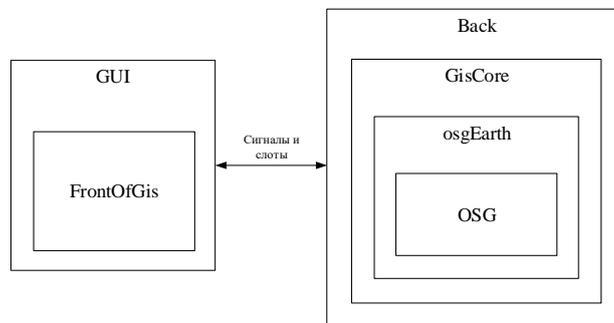


Рис. 3. Структура приложения WholeGis

На данной схеме изображены основные библиотеки, которые использовались при разработке приложения. Связь между графическим интерфейсом и частью приложения, отвечающей за реализацию геоинформационной составляющей, осуществляется с помощью сигналов и слотов представленных фреймворком Qt [13].

Основной составляющей частью геоинформационной библиотеки osgEarth [14] является графическая библиотека OSG (OpenSceneGraph) [15]. OSG – это высокопроизводительный инструментарий трехмерной графики с открытым исходным кодом, используемый разработчиками приложений в таких областях, как визуальное моделирование, игры, виртуальная реальность, научная визуализация и моделирование [15].

Геоинформационная библиотека osgEarth – это открытый проект, геопространственный пакет разработчика и оболочка имитирующая земную поверхность. Данный пакет позволяет использовать простые XML-файлы для быстрого макетирования ГИС [16].

На основе двух выше представленных библиотек была создана библиотека-обертка – GisCore, расширяющая функционал этих библиотек и предоставляющая удобный интерфейс для удобной и быстрой работы с геопространственной информацией. Для связи всех компонентов (см. рис. 3.) было разработано приложение WholeGis.

*Разработка приложения на основе модифицированной распределенной архитектуры.* При разработке приложения учитывался тот факт, что в данной архитектуре ядро геоинформационной системы переносится на серверную часть, и для практического сравнения архитектур необходимо реализовать два приложения: клиентское и серверное.

На рис. 4 представлена структура клиентского приложения.

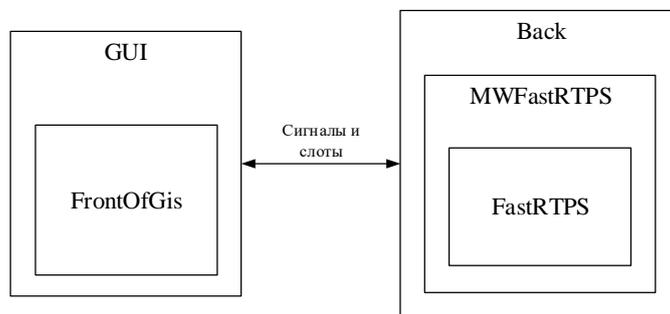


Рис. 4. Структура приложения *DistributedGisClient*

На первый взгляд может показаться, что данная структура очень похожа на структуру приложения WholeGis рассмотренного ранее, однако здесь отсутствует ядро ГИС и используются две другие библиотеки, которые будут рассмотрены далее.

Рассмотрим структуру серверного приложения (рис. 5.).

Из представленной структуры видно, что данное приложение не имеет графического интерфейса, поскольку для корректной работы он не требуется.

Библиотека FastRTPS, реализует протокол RTPS (Real Time Publish Subscribe – подписка в реальном времени), обеспечивающий связь между издателем (publisher) и подписчиком (subscriber) по сетевым протоколам транспортного уровня [17, 18]. Данная библиотека использует шаблон проектирования издатель-подписчик, в котором отправители сообщений, именуемые издателями, напрямую не привязаны программным кодом отправки сообщений к подписчикам. [19, 20].

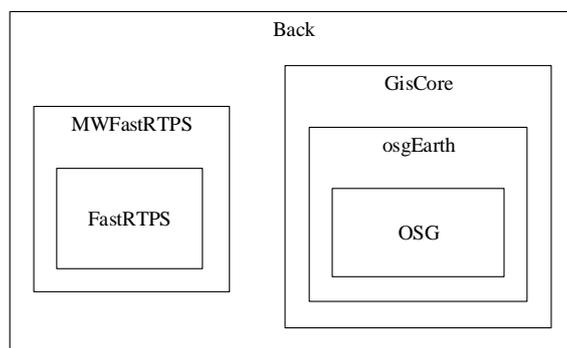


Рис. 5. Структура приложения DistributedGisServer

На основе библиотеки FastRTPS была создана библиотека-обертка MWFastRTPS (Middleware) упрощающая использование библиотеки FastRTPS для инициализации. На основе рассмотренных библиотек было разработано приложение DistributedGisServer.

**Экспериментальное сравнение разработанных приложений.** Для сравнения характеристик разработанных приложений была промоделирована ситуация высокой загрузки процессора, выступающая в качестве тяжелой вычислительной задачи.

Исходные данные: два компьютера подключенные по локальной компьютерной сети. Один из них выступает в роли сервера, поскольку картографические данные поступают через него в случае использования программы WholeGis. Также при использовании приложений DistributedGis на этом компьютере устанавливается программа DistributedGisServer. Второй компьютер является менее производительным и является клиентом.

Был проведен ряд экспериментов с разработанными приложениями в условиях высокой загрузки процессора и проведены многократные измерения различных характеристик и времени отработки функционала полученных ГИС.

В качестве эталонных были выбраны характеристики приложения WholeGis без нагрузки, поскольку они представляют по сути классическую ГИС. Полученные результаты представлены в табл. 1.

Таблица 1

**Результаты эксперимента**

Тип операции	Эталонное время выполнения, мс	Время в приложении WholeGis, мс	Время в приложении DistributedGis, мс
panUp	1,865	29,139	1,32
panLeft	1,702	26,931	1,113
panRight	1,101	18,708	0,917
panDown	1,871	24,35	0,864
changeNormalizedScale	0,044	0,0452	0,262
scalePlus	0,05	0,0515	0,907
scaleMinus	0,054	0,0469	0,705
press	1,007	23,592	1,437
move	0,062	0,0626	0,318
setViewpointAboveMap	1,011	19,356	0,969
changeScaleInPoint	0,206	0,181	0,206

При использовании приложения WholeGis для выполнения расчетной задачи заметно увеличение времени обработки операций типа `pan`, а также `press` и `setViewpointAboveMap`, поскольку эти операции требуют расчет связанный с преобразованием координат. Также следует отметить, что при работе с приложением во время выполнения расчетной задачи было заметно присутствие задержек выполнения операций даже в графическом интерфейсе программы.

При работе в приложении DistributedGis расчетная задача решалась на серверной части, и поскольку данная задача не может полностью загрузить мощный серверный процессор, то на работе приложения это не отразилось. Однако стоит заметить, что даже при отсутствии воздействия нехватки вычислительных ресурсов на серверную часть геоинформационной системы среднее время выполнения операций увеличилось. Это связано с тем, что в данной архитектуре появилась дополнительная передача данных по сети.

Также следует обратить внимание на полученное количество кадров. Приложение DistributedGis даже при нагрузке практически сохранило эталонное количество кадров, чего нельзя сказать о приложении WholeGis.

**Заключение.** В данной работе была рассмотрена распределенная архитектура ГИС, поддерживаемая существующими системами, и предложена модифицированная распределенная архитектура. Программная реализация модифицированной архитектуры и результаты экспериментальных исследований, показали целесообразность ее применения на вычислительных устройствах с невысокой производительностью. Главными достоинствами модифицированной распределенной архитектуры является сохранение исходного функционала ГИС, пользовательских характеристик, а также уменьшение воздействия расчетных задач на клиентскую часть. Архитектуры, подобные разработанной, могут быть использованы и в других распределенных системах. Особенно в таких, где стоят задачи отображения трехмерной информации на устройствах с невысокой производительностью.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гусева А.В. Геоинформационные системы // Горный информационно-аналитический бюллетень. – 2013. – № 5. – С. 50-55.
2. Ковин Р.В., Марков Н.Г. Геоинформационные системы: учеб. пособие. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2008. – 175 с.
3. Яндекс.Карты. – Режим доступа: <https://yandex.ru/maps> (дата обращения: 27.10.2020).
4. Google maps. – Режим доступа: <https://www.google.com/maps> (дата обращения: 27.10.2020).
5. Microsoft Bing Maps. – Режим доступа: <https://www.bing.com/maps> (дата обращения: 27.10.2020).
6. Гриценко Ю.Б., Жуковский О.И. Типовые архитектурные решения геоинформационных систем // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 2. – С. 171-175.
7. Виноградов А.В., Мазуров Б.Т. Перспективы использования специальных геодезических проекций и местных систем координат // Вестник СГУГиТ. – 2017. – № 1. – С. 18-29.
8. Ехлаков Ю.П., Жуковский О.И., Рыбалов Н.Б. Принципы построения web-ориентированной ГИС промышленного предприятия // Известия Томского политехнического университета. – 2006. – Т. 309, № 7. – С. 146-152.
9. Васильев В.Н. Обзор существующих ГИС // Молодой ученый. – 2016. – № 14 (118). – С. 62-66.
10. Шокин Ю.И., Потапов В. П. ГИС сегодня: состояние, перспективы, решения // Вычислительные технологии. – 2015. – Т. 20, № 5. – С. 175-213.
11. Иванов Д.А. Сравнение архитектур геоинформационных систем // Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности: Сб. статей VI Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых, аспирантов и студентов. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2020. – С. 449-450.

12. *Поленов М.Ю., Иванов Д.А.* Организация распределенной архитектуры обработки данных для геоинформационных систем // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении «КомТех-2020»: Матер. Всероссийской научно-технической конференции с международным участием. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2020. – Т. 1. – С. 480-484.
13. Qt 5.15. – Режим доступа: <https://doc.qt.io/qt-5/index.html> (дата обращения: 27.10.2020).
14. osgEarth – Geospatial SDK for OpenSceneGraph. – Режим доступа: <http://osgearth.org/> (дата обращения: 27.10.2020).
15. OpenSceneGraph. – Режим доступа: <http://www.openscenegraph.org/> (дата обращения: 27.10.2020).
16. *Иванов Д.А.* Использование геопространственных данных Cesium Ion в среде osgEarth // Информационные технологии, системный анализ и управление (ИТСАУ-2019) / Сб. трудов XVII Всероссийской научной конференции. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2019. – Т. 1. – С. 10-12.
17. eProxima Fast DDS Documentation. – Режим доступа: <https://fast-dds.docs.eprosima.com/en/latest/> (дата обращения: 27.10.2020).
18. Fast RTPS installation PX4 v1.9.0 Developer Guide. – Режим доступа: <https://dev.px4.io/v1.9.0/en/setup/fast-rtps-installation.html> (дата обращения: 27.10.2020).
19. *Hohpe G. Woolf B.* Enterprise Integration Patterns: Designing, Building, and Deploying Messaging Solutions. – Pearson Education, 2012. – 106 p.
20. *Buschmann F., Meunier R., Rohnert H., Sommerlad P., Stal M.* Pattern Oriented Software Architecture. A System of Patterns. Vol. 1. – John Wiley & Sons, 1996. – P. 339-343.

#### REFERENCES

1. *Guseva A.V.* Geoinformatsionnye sistemy [Geographic information systems], *Gornyy informatsionno-analiticheskiy byulleten'* [Mining informational and analytical bulletin], 2013, No. 5, pp. 50-55.
2. *Kovin R.V., Markov N.G.* Geoinformatsionnye sistemy: ucheb. Posobie [Geographic information systems: a tutorial]. Tomsk: Izd-vo Tomskogo politekhnicheskogo universiteta, 2008, 175 p.
3. Yandex.Karty [Yandex.Maps]. Available at: <https://yandex.ru/maps> (accessed 27 October 2020).
4. Google maps. Available at: <https://www.google.com/maps> (accessed 27 October 2020).
5. Microsoft Bing Maps. Available at: <https://www.bing.com/maps> (accessed 27 October 2020).
6. *Gritsenko Yu.B., Zhukovskiy O.I.* Tipovye arkhitekturnye resheniya geoinformatsionnykh sistem [Typical architectural solutions of geoinformation systems], *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki* [Proceedings of TUSUR University], 2013, No. 2, pp. 171-175.
7. *Vinogradov A.V., Mazurov B.T.* Perspektivy ispol'zovaniya spetsial'nykh geodezicheskikh proektsiy i mestnykh sistem koordinat [Prospects for the use of special geodetic projections and local coordinate systems], *Vestnik SGUGiT* [Vestnik of the Siberian State University of Geosystems and Technologies (SSUGT)], 2017, No. 1, pp. 18-29.
8. *Ekhlakov Yu.P., Zhukovskiy O.I., Rybalov N.B.* Printsipy postroeniya web-orientirovannoy GIS promyshlennogo predpriyatiya [Principles of building a web-oriented GIS of an industrial enterprise], *Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo universiteta* [Bulletin of the Tomsk Polytechnic University], 2006, Vol. 309, No. 7, pp. 146-152.
9. *Vasil'ev V.N.* Obzor sushchestvuyushchikh GIS [Review of existing GIS], *Moloday uchenyy* [Young scientist], 2016, No. 14 (118), pp. 62-66.
10. *Shokin Yu.I., Potapov V.P.* GIS segodnya: sostoyanie, perspektivy, resheniya [GIS today: state of the art, prospects, solution], *Vychislitel'nye tekhnologii* [Computational technologies], 2015, Vol. 20, No. 5, pp. 175-213.
11. *Ivanov D.A.* Sravnenie arkhitektur geoinformatsionnykh sistem [Comparison of architectures of geoinformation systems], *Fundamental'nye i prikladnye aspekty kompyuternykh tekhnologiy i informatsionnoy bezopasnosti: Sb. statey VI Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii molodykh uchenykh, aspirantov i studentov* [Proceedings of the VI All-Russian scientific and technical conference on Fundamental and applied aspects of computer technology and information security]. Taganrog: Izd-vo YuFU, 2020, pp. 449-450.

12. *Polenov M.YU., Ivanov D.A.* Organizatsiya raspredelennoy arkhitektury obrabotki dannykh dlya geoinformatsionnykh sistem [Organization of a distributed data processing architecture for geoinformation systems], *Komp'yuternye i informatsionnye tekhnologii v nauke, inzhenerii i upravlenii «KomTekh-2020»: Mater. Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem* [Proceedings of the All-Russian scientific and technical conference with international participation on Computer and information technologies in science, engineering and management (ComTech-2020)]. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2020, Vol. 1, pp. 480-484.
13. Qt 5.15. Available at: <https://doc.qt.io/qt-5/index.html> (accessed 27 October 2020).
14. osgEarth – Geospatial SDK for OpenSceneGraph. Available at: <http://osgearth.org/> (accessed 27 October 2020).
15. OpenSceneGraph. Available at: <http://www.openscenegraph.org/> (accessed 27 October 2020).
16. *Ivanov D.A.* Ispol'zovanie geoprostanstvennykh dannykh Cesium Ion v srede osgEarth [Using Cesium Ion geospatial data in the osgEarth environment], *Informatsionnye tekhnologii, sistemy analiz i upravlenie (ITSAU-2019): Sb. trudov XVII Vserossiyskoy nauchnoy konferentsii* [Proceedings of the XVII All-Russian scientific conference on Information technology, system analysis and management (ITSAU-2019)]. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2019, Vol. 1, pp. 10-12.
17. eProsima Fast DDS Documentation. Available at: <https://fast-dds.docs.eprosima.com/en/latest/> (accessed 27 October 2020).
18. Fast RTPS installation PX4 v1.9.0 Developer Guide. Available at: <https://dev.px4.io/v1.9.0/en/setup/fast-rtps-installation.html> (accessed 27 October 2020).
19. *Hohpe G. Woolf B.* Enterprise Integration Patterns: Designing, Building, and Deploying Messaging Solutions. Pearson Education, 2012, 106 p.
20. *Buschmann F., Meunier R., Rohnert H., Sommerlad P., Stal M.* Pattern Oriented Software Architecture. A System of Patterns. Vol. 1. John Wiley & Sons, 1996, pp. 339-343.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор В.И. Божич.

**Поленов Максим Юрьевич** – Южный федеральный университет; e-mail: [mypolenov@sfedu.ru](mailto:mypolenov@sfedu.ru); 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: 88634371550; кафедра вычислительной техники; к.т.н.; доцент.

**Иванов Даниил Александрович** – АО «Научно-конструкторское бюро вычислительных систем»; e-mail: [ivanovdaniil2009@yandex.ru](mailto:ivanovdaniil2009@yandex.ru); 347936, г. Таганрог, ул. 1-я Линия, 144а; тел.: 88634682560; программист.

**Polenov Maxim Yuryevich** – Southern Federal University; e-mail: [mypolenov@sfedu.ru](mailto:mypolenov@sfedu.ru); 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371550; the department of computer engineering; cand. of eng. sc.; associate professor.

**Ivanov Daniil Alexandrovich** – JSC “Scientific Design Bureau of Computing Systems”; e-mail: [ivanovdaniil2009@yandex.ru](mailto:ivanovdaniil2009@yandex.ru); 1 Liniya street, 144-a, Taganrog, 347936, Russia; phone: +78634682560; programmer.

УДК 004.021

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-108-117

**А.В. Анзина, А.Д. Медведева, Е.А. Емельянов**

### **АЛГОРИТМ АВТОМАТИЧЕСКОГО ПОДБОРА МЕР ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ РЕЗУЛЬТАТОВ ОТЧЕТА СКАНЕРА УЯЗВИМОСТИ**

*Эффективная защита информации в информационной системе подразумевает регулярное проведение диагностики и мониторинга сети, компьютеров и приложений на предмет обнаружения возможных проблем в системе безопасности. Для сканирования безопасности существуют сканеры уязвимостей, сертифицированные Федеральной службой*

по техническому и экспортному контролю. В результате сканирования могут быть выявлены уязвимости информационной системы, устранение которых предполагает незамедлительное реагирование, так как злоумышленники могут воспользоваться уязвимостью информационной системы и совершить атаку. Однако подбор мер защиты является трудоемким процессом и требует достаточно большого количества времени, из-за чего возникает проблема автоматизации выбора мер защиты информации. Разработка алгоритма автоматического подбора мер защиты информации является одной из задач при автоматизации процесса работы специалиста по защите информации. Основные задачи при разработке алгоритма: выбор основополагающей характеристики уязвимости, генерирование оптимального списка мер защиты с учетом класса защищенности информационной системы, сопоставление мер защиты с выбранной характеристикой. После анализа информации об уязвимостях основным показателем выбран вектор уязвимости, включающий основные метрики, оценка которых позволяет сделать выбор мер защиты. Каждой метрике путем экспертной оценки сопоставлен набор мер защиты информации. При работе алгоритма сотрудник в качестве входных параметров задает вектор уязвимости и класс защищенности информационной системы и в результате получает список необходимых мер защиты. Таким образом, алгоритм автоматического подбора предполагает сопоставление метрик уязвимости с мерами защиты информации, что позволяет сотруднику оперативно подбирать меры на основе выявленных уязвимостей.

Сканер безопасности; уязвимость; вектор уязвимости; метрика; меры защиты информации; алгоритм автоматизации.

**A.V. Anzina, A.D. Medvedeva, E.A. Emelyanov**

#### **ALGORITHM FOR AUTOMATIC SELECTION OF INFORMATION PROTECTION MEASURES DEPENDING ON THE RESULTS OF THE VULNERABILITY SCANNER REPORT**

*Effective protection of information in an information system implies regular diagnostics and monitoring of the network, computers, and applications to detect possible problems in the security system. There are vulnerability scanners certified by the Federal Service for Technical and Export Control for security scanning. As a result of scanning, vulnerabilities of the information system can be identified, the elimination of which requires an immediate response, since attackers can take advantage of the vulnerability of the information system and carry out an attack. However, the selection of protection measures is a laborious process and requires a large amount of time, then the problem of automating the selection of information protection measures arises. The development of an algorithm for the automatic selection of information security measures is the main goal in automating the work process of an information security specialist. The main tasks in the development of the algorithm: selection of the fundamental characteristics of the vulnerability, generation of a list of protection measures taking into account the security class of the information system, comparison of protection measures with the selected characteristic. After analyzing the information about vulnerabilities, the main indicator is chosen the vulnerability vector, which includes the main metrics, the assessment of which allows the choice of protection measures. A set of information protection measures was compared to each metric by means of expert assessment. During the operation of the algorithm, the employee sets the vulnerability vector and the security class of the information system as input parameters and as a result receives a list of necessary protection measures. Thus, the automatic selection algorithm assumes a comparison of vulnerability metrics with information protection measures, which will allow an employee to quickly select measures based on the identified vulnerabilities.*

*Security scanner; vulnerability; vulnerability vector; metric; information protection measures; automation algorithm.*

**Введение.** Специалистам по защите информации необходимо проводить регулярное сканирование безопасности информационной системы [1]. Для этого можно использовать следующие сканеры уязвимостей, сертифицированные Федеральной службой по техническому и экспортному контролю [2]:

- ◆ программный комплекс «Средство анализа защищенности «Сканер-ВС» [3];
- ◆ программное изделие «Сетевой сканер безопасности XSpider 7.8.25» [4];
- ◆ программный комплекс сканера «SCADA-аудитор» [5];
- ◆ система анализа защищенности программного и аппаратного обеспечения ТСР/IP сетей (сетевой сканер Ревизор Сети версия 3.0) [6];
- ◆ система контроля защищенности и соответствия стандартам MaxPatrol 8 [7].

Результатом сканирования информационной системы является отчет о выявленных уязвимостях, которые требуют быстрого реагирования для предотвращения возможных атак на уязвимости. Для этого необходимо проверить исключается ли выявленная уязвимость обновлением программного обеспечения (ПО) и не содержит ли уязвимостей обновленная версия ПО. Некоторые уязвимости невозможно решить при помощи обновления, поэтому для их устранения необходимо прибегнуть к дополнительным мерам защиты информации. Выбор мер защиты и их внедрение несет достаточно большое количество временных затрат и является трудоемким процессом, так как меры защиты содержатся в различных документах, например, Приказ ФСТЭК 11 февраля 2013 г. № 17 «Об утверждении требований о защите информации, не составляющей государственную тайну, содержащейся в государственных информационных системах» [8], Приказ ФСТЭК от 18 февраля 2013 г. № 21 «Об утверждении состава и содержания организационных и технических мер по обеспечению безопасности персональных данных при их обработке в информационных системах персональных данных [9], Методический документ меры защиты информации в государственных информационных системах [10]. Сопоставление и выявление мер защиты может затянуться на большой период времени, когда реагировать надо незамедлительно, ведь злоумышленник может воспользоваться моментом и совершить вредоносную атаку.

По данным статистики сайта [tadviser.ru](http://tadviser.ru) [11] проблема несвоевременного устранения критических уязвимостей приводит к крупным утечкам данных. Из-за несвоевременного реагирования на уязвимость RunC CVE-2019-5736, позволяющей выполнить код в системе с правами суперпользователя. Проект Docker Hub упустил в апреле 2019 года данные порядка 190 тыс. пользователей, включая токены для репозитория GitHub и Bitbucket.

**Анализ основных характеристик для разработки алгоритма.** Для решения проблем несвоевременного устранения уязвимостей предлагается автоматизировать выбор мер защиты. Таким образом, целью исследования является разработка алгоритма автоматического подбора мер защиты информации в зависимости от основных характеристик уязвимости.

Главные задачи для достижения необходимого результата:

- ◆ анализ отчетов проверки описанными выше средствами сервисов и систем на предмет присутствия уязвимостей;
- ◆ анализ основных характеристик уязвимости,
- ◆ выбор основополагающей характеристики для определения мер;
- ◆ генерирование списка мер защиты с учетом класса защищенности информационной системы;
- ◆ определение базовых правил для сопоставления мер защиты с выбранной характеристикой.

В качестве аналогов автоматизации управления уязвимостями может выступать комплексное решение Security Vision Cyber Risk System (CRS). Область оценки автоматически измеряется в качественных и количественных характеристиках, обнаруженные риски подвергаются моделированию исходов, риски автоматически обрабатываются (при использовании совместно с Security Vision [IRP]). [12]. Данное программное обеспечение включает модуль управления уязвимостями, который осуществляет мониторинг ИТ-инфраструктуры, контролируя появление новых уяз-

вимостей и категоризируя по степени критичности уже найденные. В отличие от CRS, новизной алгоритма автоматического подбора мер защиты информации является анализ данных после сканирования безопасности, соответствующими программными изделиями, и наличие оптимального сопоставления мер защиты уязвимостям.

В результате сканирования безопасности выдается отчет о его результатах, в котором содержится название уязвимости, меры по ее устранению, в некоторых случаях меры не указываются. Алгоритм автоматического подбора мер защиты предполагает анализ результатов сканирования, основной информацией является название уязвимости и идентификатор в формате «CVE:», а также некоторые отчеты, например отчет MaxPatrol 8 включает в себя информацию о векторе уязвимости. Учитывая данную информацию, можно найти любую уязвимость в базе данных и получить другие характеристики уязвимости.

Согласно ISO/IEC 27000:2014 [13] уязвимостью называют слабость актива или управления, эксплуатация которой приведет к реализации одной или нескольких угроз.

Для сопоставления уязвимости и мер защиты необходимо оценить показатели уязвимости, которые отражают возможные проблемы в информационной системе [14]. Таким показателем является вектор уязвимости, представляющий собой текстовую строку с перечислением основных критериев, интерпретировать которые можно на основе общей системы оценки уязвимостей.

Общая система оценки уязвимостей (Common Vulnerability Scoring System – CVSS) [15] представляет собой стандарт, который позволяет выявить основные характеристики уязвимости и получить числовую оценку, отражающую ее серьезность. CVSS включает в себя три группы метрик:

- ◆ Базовая группа показателей отражает характеристики уязвимости, которые постоянны во времени и не зависят от среды исполнения.
- ◆ Временная группа метрик представляет характеристики уязвимости, которые меняются со временем, но не среди пользовательских сред.
- ◆ Контекстная группа метрик описывает характеристики уязвимости, которые актуальны для конкретной пользовательской среды.

Каждая группа метрик представляет собой числовой показатель по десятибалльной шкале, на основе которого можно определить приоритет уязвимости и своевременно принять необходимые меры по устранению возможной угрозы безопасности.

Количественная оценка степени опасности уязвимости осуществляется на основе анализа базового вектора уязвимости, а временные и контекстные метрики применяются для уточнения оценки опасности уязвимости, если информации из базового вектора недостаточно.

Базовый вектор уязвимости CVSS включает в себя шесть метрик, каждая из которых могут принимать одно из трёх значений:

1. Способ получения доступа (Access Vector – AV):
  - ◆ Локальный (Local – L) – получение физического доступа к объекту.
  - ◆ Смежный (Adjacent – A) – получение доступа к объекту из локальной вычислительной сети.
  - ◆ Глобальный (Network – N) – получение доступа к объекту из любой вычислительной сети, связанной с объектом атаки.
2. Сложность получения доступа (Access Complexity – AC):
  - ◆ Высокая (High – H) – для получения доступа необходимо выполнение особых условий (повышение привилегий и др.).
  - ◆ Средняя (Mid – M) – для получения доступа необходимо выполнение специальных условий (прохождение нестандартной процедуры аутентификации и др.).
  - ◆ Низкая (Low – L) – для получения доступа не требуется выполнение специальных условий.

3. Показатель аутентификации (Authentication – Au):
  - ◆ None (N) – аутентификация не требуется.
  - ◆ Single (S) – требуется однократная аутентификация.
  - ◆ Multiple (M) – требуется многократная аутентификация.
4. Влияние на конфиденциальность (Confidentiality Impact – C):
  - ◆ None (N) – нет влияния на конфиденциальность данных.
  - ◆ Partial (P) – частичное влияние на конфиденциальность данных.
  - ◆ Complete (C) – полное нарушение конфиденциальности данных.
5. Влияние на целостность (Integrity Impact – I):
  - ◆ None (N) – нет влияния на целостность данных.
  - ◆ Partial (P) – частичное уничтожение или модифицирование данных.
  - ◆ Complete (C) – полное нарушение целостности данных.
6. Влияние на доступность (Availability Impact – A):
  - ◆ None (N) – нет влияния на доступность данных.
  - ◆ Partial (P) – кратковременное блокирование данных.
  - ◆ Complete (C) – полное нарушение доступности данных.

**Разработанный алгоритм.** Первые три метрики предназначены для получения информации о проблемах в информационной системе, которые могут привести к атаке. Следующие три метрики базовой группы определяют возможные последствия эксплуатации уязвимости.

На основе текстовых критериев можно определить наиболее подходящие меры защиты, которые позволяют своевременно устранить уязвимости [16]. Сопоставление метрик из базового вектора и мер защиты информации показаны в виде блок-схемы, изображенной на рис. 1.

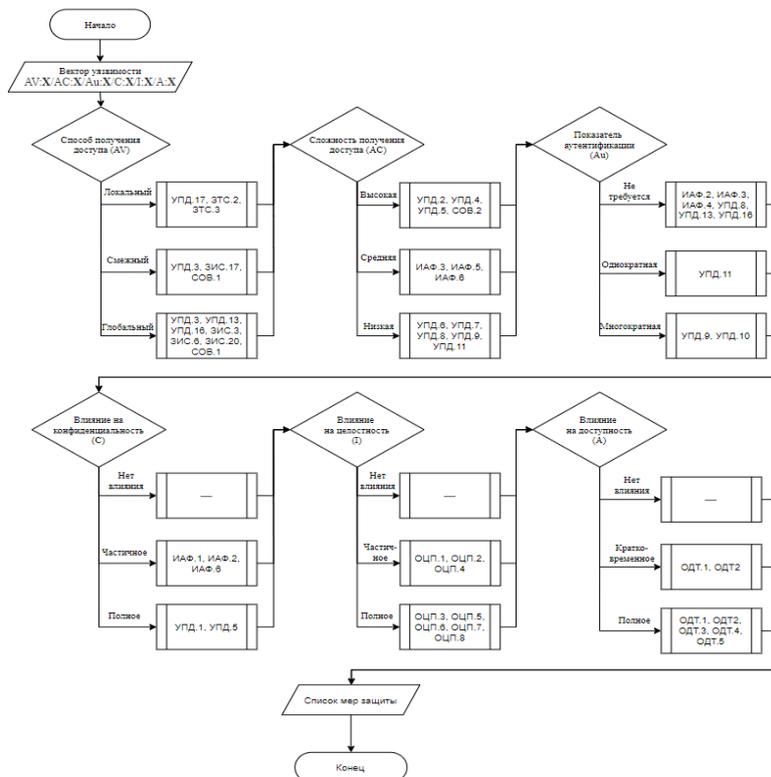


Рис. 1. Алгоритм работы модуля сопоставления мер защиты и уязвимостей

Перед началом работы алгоритма автоматического подбора мер защиты информации производится сканирование на предмет защищенности информационной системы [17], применяя сканеры уязвимостей. При выполнении алгоритма анализируется сгенерированный отчет на предмет наличия вектора уязвимости, если его нет, то по названию уязвимости и обращению к базе данных уязвимостей находится вектор. Следующим шагом происходит сопоставление метрик вектора уязвимости и мер защиты, который представлена на рис. 1. В результате работы алгоритма выводится список мер защиты информации [18–20]. Работа алгоритма представлена в виде блок-схемы на рис. 2.

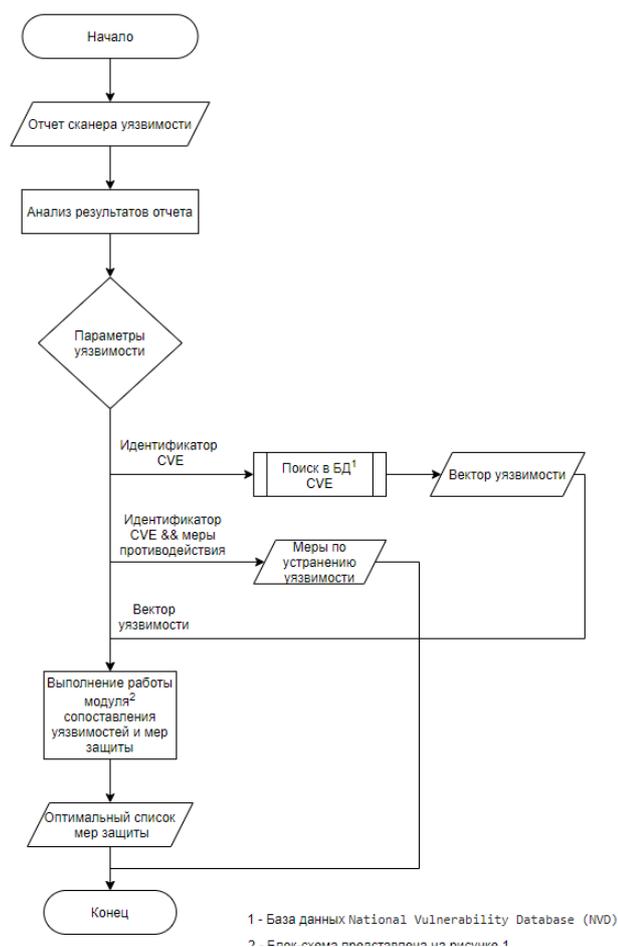


Рис. 2. Блок-схема автоматического подбора мер защиты информации в зависимости от результатов отчета сканера уязвимости

**Заключение.** В результате исследования разработан алгоритм автоматического подбора мер защиты, исходя из результатов отчета сканера уязвимости. Алгоритм предлагает оптимальный набор мер, которые позволяют устранить уязвимости. Выбор мер защиты происходит на основании метрик, содержащихся в векторе уязвимости. Информация о векторе содержится в отчете сканеров безопасности, либо осуществляется поиск в общедоступной базе данных уязвимостей. Таким образом, алгоритм позволяет пользователю своевременно получить оптимальный список мер и внедрить их. В дальнейшем в качестве улучшения может быть пред-

ложено рассмотрение не только вектора уязвимости, но дополнительных параметров – для повышения эффективности сопоставления мер защиты, а также сопоставление мер и средств защиты, что приведет к сокращению времени между выявлением уязвимостей и внедрением мер защиты.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Методика определения актуальных угроз безопасности персональных данных при их обработке в информационных системах персональных данных. – URL: <https://fstec.ru/component/attachments/download/290> (дата обращения: 01.12.2020).
2. Государственный реестр сертифицированных средств защиты информации. – URL: <https://fstec.ru/tekhnicheskaya-zashchita-informatsii/dokumenty-po-sertifikatsii/153-sistema-sertifikatsii/591-gosudarstvennyj-reestr-sertifitsirovannykh-sredstv-zashchity-informatsii-n-gross-ru-0001-01bi00> (дата обращения: 01.12.2020).
3. Средство анализа защищенности «Сканер-ВС». – URL: <https://scanner-vs.ru/> (дата обращения: 28.11.2020).
4. Сетевой сканер безопасности XSpider 7.8.25. – URL: <https://www.ptsecurity.com/ru-ru/products/xspider/> (дата обращения: 28.11.2020).
5. Программный комплекс сканера «SCADA-аудитор». – URL: [http://ntcsiz.ru/stuff/products/prez\\_scada\\_auditor.pdf](http://ntcsiz.ru/stuff/products/prez_scada_auditor.pdf) (дата обращения: 28.11.2020).
6. Система анализа защищенности программного и аппаратного обеспечения TCP/IP сетей (сетевой сканер Ревизор Сети версия 3.0). – URL: [http://prp.su/files/support/rseti/rseti3.0\\_rukovodstvo\\_po\\_ustanovke\\_i\\_ekspluatatsii.pdf](http://prp.su/files/support/rseti/rseti3.0_rukovodstvo_po_ustanovke_i_ekspluatatsii.pdf) (дата обращения: 28.11.2020).
7. Система контроля защищенности и соответствия стандартам MaxPatrol. – URL: <https://www.ptsecurity.com/ru-ru/products/mp8/> (дата обращения: 28.11.2020).
8. Приказ ФСТЭК РФ от 11 февраля 2013 г. № 17 «Об утверждении требований о защите информации, не составляющей государственную тайну, содержащейся в государственных информационных системах». – URL: <https://fstec.ru/component/attachments/download/566> (дата обращения: 28.11.2020).
9. Приказ ФСТЭК РФ от 18 февраля 2013 г. № 21 «Об утверждении состава и содержания организационных и технических мер по обеспечению безопасности персональных данных при их обработке в информационных системах персональных данных». – URL: <https://fstec.ru/component/attachments/download/561> (дата обращения: 28.11.2020).
10. Методический документ «Меры защиты информации в государственных информационных системах», утвержденный ФСТЭК России 11 февраля 2014 г. – URL: <https://fstec.ru/component/attachments/download/675> (дата обращения: 28.11.2020).
11. Анализ «громких» инцидентов в сфере информационной безопасности в 2019 году. – URL: [https://www.tadviser.ru/index.php/Статья:Анализ\\_громких\\_инцидентов\\_в\\_сфере\\_информационной\\_безопасности\\_в\\_2019\\_году](https://www.tadviser.ru/index.php/Статья:Анализ_громких_инцидентов_в_сфере_информационной_безопасности_в_2019_году) (дата обращения: 01.12.2020).
12. Security Vision Cyber Risk System (CRS). – URL: <https://www.securityvision.ru/products/crs/> (дата обращения: 01.12.2020).
13. Международный стандарт ISO/IEC 27000:2014 «Информационные технологии – Методы и средства обеспечения безопасности – Системы менеджмента информационной безопасности – Общие сведения и словарь». – URL: <http://pqm-online.com/assets/files/pubs/translations/std/iso-mek-27000-2014.pdf> (дата обращения: 01.12.2020).
14. Постановление Правительства РФ от 01.11.2012 №1119 «Об утверждении требований к защите персональных данных при их обработке в информационных системах персональных данных». – URL: <http://base.garant.ru/70252506/> (дата обращения 01.12.2020).
15. Банк данных угроз безопасности информации. – URL: <https://bdu.fstec.ru/> (дата обращения: 01.12.2020).
16. Приказ Федеральной службы безопасности Российской Федерации от 10 июля 2014 г. N 378 г. Москва «Об утверждении Состав и содержания организационных и технических мер по обеспечению безопасности персональных данных при их обработке в информационных системах персональных данных с использованием средств криптографической защиты информации, необходимых для выполнения установленных Правительством Российской Федерации требований к защите персональных данных для каждого из уровней защищенности» // Российская газета. – 2014, 17 сентября. – N 6483(211).

17. Методический документ ФСТЭК России «Методика определения угроз безопасности информации в информационных системах». – URL: <https://fstec.ru/component/attachments/download/812> (дата обращения: 01.12.2020).
18. Руководящий документ от 30.03.1992 «Автоматизированные системы. Защита от несанкционированного доступа к информации. Классификация автоматизированных систем и требования по защите информации». – URL: <https://fstec.ru/component/attachments/download/296> (дата обращения: 01.12.2020).
19. Аудит информационной безопасности. – URL: [https://studref.com/431893/informatika/audit\\_informatsionnoy\\_bezопасnosti](https://studref.com/431893/informatika/audit_informatsionnoy_bezопасnosti) (дата обращения: 01.12.2020).
20. Аудит сетевой и телекоммуникационной инфраструктуры. – URL: <http://www.nestor.minsk.by/sr/2005/07/sr50714.html> (дата обращения: 01.12.2020).

#### REFERENCES

1. Metodika opredeleniya aktual'nykh ugroz bezопасnosti personal'nykh dannykh pri ikh obrabotke v informatsionnykh sistemakh personal'nykh dannykh [Methodology for determining actual threats to the security of personal data during their processing in personal data information systems]. Available at: <https://fstec.ru/component/attachments/download/290> (accessed 01 December 2020).
2. Gosudarstvennyy reestr sertifikirovannykh sredstv zashchity informatsii [State register of certified information security]. Available at: <https://fstec.ru/tekhnicheskaya-zashchita-informatsii/dokumenty-po-sertifikatsii/153-sistema-sertifikatsii/591-gosudarstvennyj-reestr-sertifikirovannykh-sredstv-zashchity-informatsii-n-ross-ru-0001-01bi00> (accessed 01 December 2020).
3. Sredstvo analiza zashchishchennosti «Skanner-VS» [Security analysis tool "Scanner-VS"]. Available at: URL: <https://scanner-vs.ru/> (accessed 28 November 2020).
4. Setevoy skaner bezопасnosti XSpider 7.8.25 [Network security scanner XSpider 7.8.25]. Available at: URL: <https://www.ptsecurity.com/ru-ru/products/xspider/> (accessed 28 November 2020).
5. Programmnyy kompleks skanera «SCADA-auditor» [Software complex of the scanner "SCADA-auditor"]. Available at: [http://ntcsiz.ru/stuff/products/prez\\_scada\\_auditor.pdf](http://ntcsiz.ru/stuff/products/prez_scada_auditor.pdf) (accessed 28 November 2020).
6. Sistema analiza zashchishchennosti programmnoy i apparatnoy obespecheniya TCP/IP setey (setevoy skaner Revizor Seti versiya 3.0) [System for analyzing the security of software and hardware TCP / IP networks (network scanner Network Inspector version 3.0)]. Available at: [http://prp.su/files/support/rseti/rseti3.0\\_rukovodstvo\\_po\\_ustanovke\\_i\\_ekspluatatsii.pdf](http://prp.su/files/support/rseti/rseti3.0_rukovodstvo_po_ustanovke_i_ekspluatatsii.pdf) (accessed 28 November 2020).
7. Sistema kontrolya zashchishchennosti i sootvetstviya standartam MaxPatrol [Security control system and compliance with standards MaxPatrol 8]. Available at: <https://www.ptsecurity.com/ru-ru/products/mp8/> (accessed 28 November 2020).
8. Prikaz FSTEK RF ot 11 fevralya 2013 g. № 17 «Ob utverzhdenii trebovaniy o zashchite informatsii, ne sostavlyayushchey gosudarstvennyuyu taynu, sodержashcheysya v gosudarstvennykh informatsionnykh sistemakh» [Order of the FSTEC RF of February 11, 2013 No. 17 "On approval of requirements for the protection of information that does not constitute a state secret contained in state information systems"]. Available at: <https://fstec.ru/component/attachments/download/566> (accessed 28 November 2020).
9. Prikaz FSTEK RF ot 18 fevralya 2013 g. № 21 «Ob utverzhdenii sostava i sodержaniya organizatsionnykh i tekhnicheskikh mer po obespecheniyu bezопасnosti personal'nykh dannykh pri ikh obrabotke v informatsionnykh sistemakh personal'nykh dannykh» [Order of the FSTEC RF dated February 18, 2013 No. 21 "On approval of the composition and content of organizational and technical measures to ensure the security of personal data during their processing in personal data information systems"]. Available at: <https://fstec.ru/component/attachments/download/561> (accessed 28 November 2020).
10. Metodicheskiy dokument «Mery zashchity informatsii v gosudarstvennykh informatsionnykh sistemakh», utverzhdennoy FSTEK Rossii 11 fevralya 2014 g. [Methodological document "Measures of information protection in state information systems", approved by the FSTEC of Russia on February 11, 2014] Available at: <https://fstec.ru/component/attachments/download/675> (accessed 28 November 2020).

11. Analiz «gromkikh» insidentov v sfere informatsionnoy bezopasnosti v 2019 godu [Analysis of "high-profile" incidents in the field of information security in 2019]. Available at: [https://www.tadviser.ru/index.php/Stat'ya:Analiz\\_gromkikh\\_intsidentov\\_v\\_sfere\\_informatsionnoy\\_bezopasnosti\\_v\\_2019\\_godu](https://www.tadviser.ru/index.php/Stat'ya:Analiz_gromkikh_intsidentov_v_sfere_informatsionnoy_bezopasnosti_v_2019_godu) (accessed 01 December 2020).
12. Security Vision Cyber Risk System (CRS). Available at: <https://www.securityvision.ru/products/crs/> (accessed 01 December 2020).
13. Mezhdunarodnyy standart ISO/IEC 27000:2014 «Informatsionnye tekhnologii – Metody i sredstva obespecheniya bezopasnosti – Sistemy menedzhmenta informatsionnoy bezopasnosti – Obshchie svedeniya i slovar'». [International standard ISO / IEC 27000: 2014 "Information technology - Methods and means of ensuring security – Information security management systems – General information and vocabulary"]. Available at: <http://pqm-online.com/assets/files/pubs/translations/std/iso-mek-27000-2014.pdf> (accessed 01 December 2020).
14. Postanovlenie Pravitel'stva RF ot 01.11.2012 №1119 «Ob utverzhdenii trebovaniy k zashchite personal'nykh dannykh pri ikh obrabotke v informatsionnykh sistemakh personal'nykh dannykh» [Decree of the Government of the Russian Federation of 01.11.2012 No. 1119 "On approval of requirements for the protection of personal data when processing them in personal data information systems"]. Available at: <http://base.garant.ru/70252506/> (accessed 01 December 2020).
15. Bank dannykh ugroz bezopasnosti informatsii [Databank of threats to information security]. Available at: <https://bdu.fstec.ru/> (accessed 01 December 2020).
16. Prikaz Federal'noy sluzhby bezopasnosti Rossiyskoy Federatsii ot 10 iyulya 2014 g. N 378 g. Moskva «Ob utverzhdenii Sostava i sodержaniya organizatsionnykh i tekhnicheskikh mer po obespecheniyu bezopasnosti personal'nykh dannykh pri ikh obrabotke v informatsionnykh sistemakh personal'nykh dannykh s ispol'zovaniem sredstv kriptograficheskoy zashchity informatsii, neobkhodimykh dlya vypolneniya ustanovlennykh Pravitel'stvom Rossiyskoy Federatsii trebovaniy k zashchite personal'nykh dannykh dlya kazhdogo iz urovney zashchishchennosti» [Order of the Federal Security Service of the Russian Federation of July 10, 2014 N 378, Moscow "On approval of the composition and content of organizational and technical measures to ensure the security of personal data during their processing in personal data information systems using cryptographic information protection tools required to fulfill the requirements established by the Government of the Russian Federation for the protection of personal data for each of the security levels"], *Rossiyskaya gazeta* [Rossiyskaya Gazeta], 2014, 17 sentyabrya, N 6483(211).
17. Metodicheskiy dokument FSTEC Rossii «Metodika opredeleniya ugroz bezopasnosti informatsii v informatsionnykh sistemakh» [Methodological document of FSTEC of Russia "Methodology for determining threats to information security in information systems"]. Available at: <https://fstec.ru/component/attachments/download/812> (accessed 01 December 2020).
18. Rukovodyashchiy dokument ot 30.03.1992 «Avtomatizirovannye sistemy. Zashchita ot nesanktsionirovannogo dostupa k informatsii. Klassifikatsiya avtomatizirovannykh sistem i trebovaniya po zashchite informatsii» [Guidance document dated 30.03.1992 "Automated systems. Protection against unauthorized access to information. Classification of automated systems and requirements for information protection"]. Available at: <https://fstec.ru/component/attachments/download/296> (accessed 01 December 2020).
19. Audit informatsionnoy bezopasnosti [Audit of information security]. Available at: [https://studref.com/431893/informatika/audit\\_informatsionnoy\\_bezopasnosti](https://studref.com/431893/informatika/audit_informatsionnoy_bezopasnosti) (accessed 01 December 2020).
20. Audit setevoy i telekommunikatsionnoy infrastruktury [Audit of the network and telecommunications infrastructure]. Available at: <http://www.nestor.minsk.by/sr/2005/07/sr50714.html> (accessed 01 December 2020).

Статью рекомендовал к опубликованию к.т.н., доцент Д.В. Орёл.

**Анзина Антонина Викторовна** – Северо-Кавказский федеральный университет; e-mail: antoniinav@gmail.com; 355041, г. Ставрополь, ул. Кулакова, 2; студентка.

**Медведева Анастасия Дмитриевна** – e-mail: medvedeva.nastya26@mail.ru; студентка.

**Емельянов Евгений Алексеевич** – e-mail: eemelianov@ncfu.ru; тел.: +79886261908; преподаватель.

**Anzina Antonina Viktorovna** – North Caucasus Federal University; e-mail: anttoniina@gmail.com; 2, Kulakova street, Stavropol, 355041, Russia; student.

**Medvedeva Anastasia Dmitrievna** – e-mail: medvedeva.nastya26@mail.ru; student.

**Emelyanov Evgeny Alekseevich** – e-mail: eemelianov@ncfu.ru; phone: +79886261908; lecturer.

УДК 004.056.5

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-117-128

**В.А. Буковшин, П.А. Чуб, Д.А. Короченцев, Л.В. Черкесова, Н.В. Болдырихин,  
О.А. Сафарьян**

### **АНАЛИЗ ЗАШИФРОВАННОГО СЕТЕВОГО ТРАФИКА НА ОСНОВЕ ВЫЧИСЛЕНИЯ ЭНТРОПИИ И ПРИМЕНЕНИЯ НЕЙРОСЕТЕВЫХ КЛАССИФИКАТОРОВ**

*Анализ сетевого трафика позволяет решить множество задач, таких как: определение закономерности передачи данных по сети, сбор статистики об использовании веб-приложений, мониторинг и дальнейшее исследование сетевой нагрузки, определение потенциальных вредоносных программных средств и сетевых атак и т.д. На данный момент до 40% Интернет-трафика принадлежит неизвестным приложениям. Это говорит о том, что для области анализа сетевого трафика задача классификации приложений приобрела особую важность. Совершенствование программного обеспечения в области сетевых технологий способствовало обнаружению серьёзных уязвимостей в реализации некоторых сетевых протоколов, а именно: TCP и HTTP. С помощью анализаторов сетевого трафика злоумышленник получал доступ к содержимому пакетов данных, передающихся по сети. Однако с повышением квалификации информационного сообщества в области компьютерной безопасности, а также с развитием стандартов сетевых технологий, анализ сетевого трафика заметно усложнился. Возросшее применение математических методов защиты информации, таких как симметричные и ассиметричные криптографические протоколы, привело к тому, что большинство подходов к анализу сетевого трафика потеряли значение и перестали применяться. Поэтому актуален поиск новых решений задачи классификации сетевого трафика с учетом возможности его шифрования. Статья посвящена описанию нового смешанного подхода к анализу сетевого трафика, основанного на совокупном использовании теории информации и алгоритмов машинного обучения. Также приводится сравнительный анализ предложенного метода с уже существующими подходами, основанными как на теории информации, так и на машинном обучении. Целью исследований является разработка алгоритма, основанного на интеллектуальном подходе к анализу сетевого трафика. Предлагаемый алгоритм базируется на вычислении энтропии и применении нейросетевых классификаторов. Задачи исследований включают: проведение теоретического обоснования предложенного подхода в области теории информации, а также алгоритмов машинного обучения; проведение структурного описания реализованных алгоритмов вычисления энтропии и классификации приложений, генерирующих зашифрованный трафик; сравнительный анализ предложенного алгоритма с уже существующими подходами к анализу зашифрованного сетевого трафика. Результатом исследований является новый алгоритм, позволяющий с высокой степенью достоверности классифицировать различные виды зашифрованного трафика.*

*Сетевой трафик; машинное обучение; перцептрон; нейронная сеть; нейрон; автокодировщик; функция активации; N-усечённая энтропия; функция максимального правдоподобия.*

V.A. Bukovshin, P.A. Chub, D.A. Korochentsev, L.V. Cherkesova,  
N.V. Boldyrikhin, O.A. Safaryan

## ANALYSIS OF ENCRYPTED NETWORK TRAFFIC BASED ON ENTROPY CALCULATION AND APPLICATION OF NEURAL NETWORK CLASSIFIERS

*Network traffic analysis allows you to solve many problems, such as: determining the pattern of data transmission over the network, collecting statistics on the use of web applications, monitoring and further researching network load, identifying potential malicious software and network attacks, etc. 40% of Internet traffic belongs to unknown applications. This suggests that for the area of network traffic analysis, the task of classifying applications has acquired particular importance. Improvements in software in the field of network technologies have contributed to the discovery of serious vulnerabilities in the implementation of some network protocols, namely TCP and HTTP. By using network traffic analyzers, an attacker gained access to the contents of data packets transmitted over the network. However, with the increasing qualifications of the information community in the field of computer security, as well as with the development of network technology standards, the analysis of network traffic has become noticeably more complicated. The increased use of mathematical methods for protecting information, such as symmetric and asymmetric cryptographic protocols, has led to the fact that most approaches to the analysis of network traffic have lost their meaning and are no longer used. Therefore, the search for new solutions to the problem of classifying network traffic, taking into account the possibility of its encryption, is relevant. The article is devoted to the description of a new mixed approach to the analysis of network traffic, based on the combined use of information theory and machine learning algorithms. It also provides a comparative analysis of the proposed method with existing approaches based on both information theory and machine learning. The aim of the research is to develop an algorithm based on an intelligent approach to the analysis of network traffic. The proposed algorithm is based on calculating entropy and using neural network classifiers. Research objectives include: theoretical substantiation of the proposed approach in the field of information theory, as well as machine learning algorithms; carrying out a structural description of the implemented algorithms for calculating entropy and classifying applications that generate encrypted traffic; comparative analysis of the proposed algorithm with existing approaches to the analysis of encrypted network traffic. The result of the research is a new algorithm that allows classifying various types of encrypted traffic with a high degree of reliability.*

*Network traffic; intellectual algorithm; machine learning; perceptron; neural network; neuron; autoencoder; activation function; N-truncated entropy; maximum likelihood function.*

**Введение.** Исследования в области анализа сетевого трафика вызвали интерес ещё со времён рождения Всемирной паутины. Рост вычислительной мощности и развитие телекоммуникационных технологий предоставили возможность объединять компьютеры в сети различного масштаба и передавать информацию по всему миру. Востребованность Интернет-технологий предопределила «информационный взрыв»: производство информации за последние пять лет превысило её объёмы за всю предшествующую историю человечества [1–21]. В сложившейся ситуации анализ сетевого трафика стал одной из самых часто встречающихся и важных задач, как сетевого администрирования, так и информационной безопасности [3, 6–12, 18]. Следует отметить, что решение задачи анализа и классификации сетевого трафика в последнее время заметно усложнилось в связи с тем, что многие приложения стали шифровать трафик. Поэтому представляется актуальным поиск новых подходов к решению этой задачи, позволяющих на основании косвенных признаков проводить анализ и классификацию трафика.

**Основная часть.** Клод Шеннон в своей работе [22] определил энтропию как показатель неопределённости. В общем случае, чем выше энтропия, тем выше зашумлённость канала передачи данных и тем меньше количество информации. Если имеется  $m$  возможных событий  $A_1, A_2, \dots, A_m$  с соответствующими вероятностями их появления  $p_1, p_2, \dots, p_m$  энтропия определяется следующей формулой:

$$H = -\sum_{i=1}^m p_i * \log(p_i). \quad (1)$$

Информационный поток с равномерным распределением битов будет иметь максимальное значение энтропии, известное как идеальная энтропия. Непредсказуемость поведения информационного потока обуславливает неопределённость, тем самым усиливая энтропию. Однако для сетевых пакетов небольшого размера необходима более специфическая оценочная функция, которая известна под названием N-усечённой энтропии [17].

N-усечённая энтропия для случайного сетевого пакета будет определяться следующей формулой [17]:

$$H_N(u) = \frac{1}{m_N} * \sum_N \left[ \frac{N!}{n_1! * \dots * n_m!} * \sum_{i=1}^m \left( \frac{-n_i}{N} \right) * \log \frac{n_i}{N} \right], \quad (2)$$

где  $N$  – объём захватываемых данных,  $m$  – общее число возможных символов,  $m = 256$ ,  $n_i$  – частота появления символа.

Если рассматривать содержимое пакета как случайную величину, то у каждого сетевого пакета будет своя соответствующая плотность распределения вероятностей символов. Какие-то сетевые пакеты могут описываться семейством нормальных распределений, другие же будут иметь распределение Пуассона и др. На момент захвата очередного сетевого пакета его распределение неизвестно, однако известна его длина, а также энтропия сетевого пакета такой же длины со случайным содержимым.

Функцией правдоподобия в математической статистике называют совместное распределение выборки из параметрического распределения, рассматриваемое как функция параметра. Выборкой в данном случае является множество сетевых пакетов, распределение которых описывается конкретными параметрами [11]. В случае с нормальным распределением параметрами будут математическое ожидание и отклонение, в случае с распределением Пуассона – математическое ожидание. В случае с зашифрованным трафиком имеем некоторое распределение сетевого пакета, которое зависит от неизвестного параметра  $Q$ , тогда функция, которая зависит от параметра  $Q$ , при фиксированном событии  $X$  (длина пакета, время его появления и другие характеристики сетевого трафика, которые будут описаны ниже), и является функцией правдоподобия, которая показывает, насколько правдоподобна гипотеза о параметре  $Q$ .

Опишем алгоритм вычисления функции правдоподобия поэтапно:

1. Генерация псевдослучайной последовательности чисел от 0 до 255 длиной 64 байта в цикле с 10000 итерациями.
2. Вычисление N-усечённой энтропии, определяемой формулой (2), при  $N = 64$ .
3. Сбор экспериментального набора данных при помощи программного обеспечения для анализа сетевых пакетов с помощью программы Wireshark.
4. Случайный выбор сетевого пакета из числа захваченных экспериментальных данных, извлечение 64 байтов содержимого сетевого пакета и их запись в матрицу размером  $100*64$ , которая представляет матрицу входных данных для функции правдоподобия.
5. Вычисление энтропии  $H_i(p), i=1, \dots, k, k=100$  для каждого изъятых пакета по формуле (1).

6. Вычисление среднеквадратичного отклонения по формуле:

$$\hat{\sigma} = \sum_{i=1}^k (H_i(p) - H_u(p))^2 / (k - 1). \quad (3)$$

7. Проверка принадлежности рассчитанного значения энтропии промежутку  $[H_N(u) - \hat{\sigma}; H_N(u) + \hat{\sigma}]$ . Если принадлежит, то захваченный сетевой трафик зашифрован.

Для дальнейшей классификации захваченного зашифрованного трафика используются нейросетевые классификаторы.

Для решения задачи классификации зашифрованного трафика применялась глубокая нейронная сеть с обратным распространением ошибки.

Рассмотрим структуру реализованной нейронной сети и применяющихся алгоритмов. Для данной задачи было выделено восемь классов выходных объектов, а именно: потоковый аудио- и видео-контент под VPN, VPN-торрент, VPN-VoIP, VPN-чат, FTP, SMTP. В качестве архитектуры нейронной сети использовался многослойный автокодировщик (далее МАК).

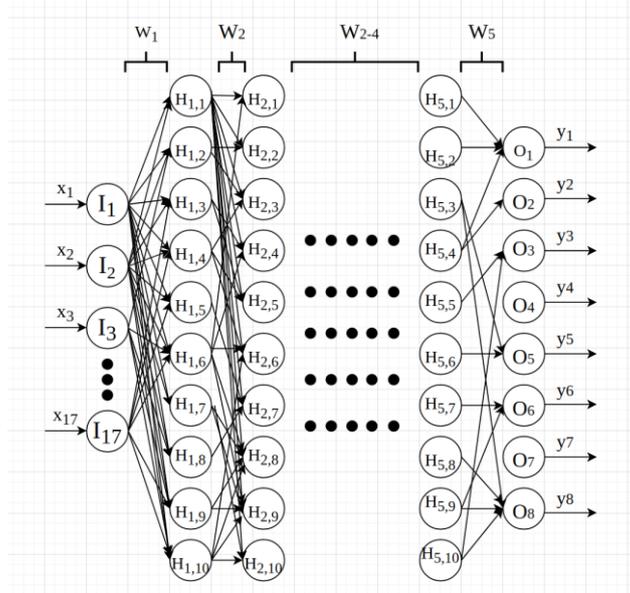


Рис. 1. Предлагаемая архитектура автокодировщика

Автокодировщик представляет собой нейронную сеть обратного распространения ошибки, которая обучается без учителя. Данная архитектура подходит для решения поставленной задачи, потому что отсутствует возможность корректно составить тренирующий набор данных, так как перехватываемый трафик зашифрован. Для улучшения точности и производительности нейронной сети автокодировщики обычно складывают в слои [15].

Предлагаемая нейронная сеть (рис. 1) состоит из 17 входных нейронов, которые представляют собой 17 характеристик сетевого трафика (выбранные характеристики будут описаны ниже); скрытый слой содержит 50 нейронов, распределённых на 5 скрытых слоёв, и выходной слой, состоящий из 8 нейронов, каждый из которых соответствует конкретному приложению, генерирующему зашифрованный трафик.

На рис. 2 можно увидеть, как три автокодировщика, структура которых представлена на рис. 1, и обозначенных как АК<sub>*i*</sub>, *i*=1,2,3, последовательно объединены в единую глубокую нейронную сеть, при этом, выход каждого автокодировщика является входом последующего за ним.

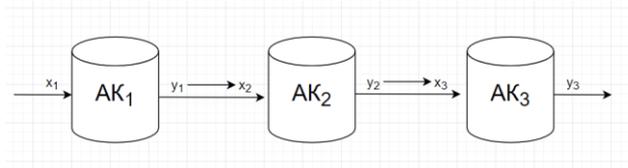


Рис. 2. Предлагаемая архитектура совокупного автокодировщика

На рис. 3 приведена блок-схема обучения описанной структуры. Она состоит в обучении каждой вложенной нейронной сети по отдельности в отдельных потоках, в то время, как её выходные значения (входные значения последующей нейронной сети) блокируются до момента окончания обучения. Подробное описание реализации данного процесса приведено ниже.

Для обучения каждого отдельного автокодировщика применяется логистическая функция активации, которую можно записать в виде следующей формулы:

$$f(s) = \frac{1}{1 + e^{-as}}, 0 < s \leq 1. \quad (4)$$

Для расчёта погрешности вывода автокодировщика используется следующая функция потерь:

$$L(x) = |x - f(g(x))|, \quad (5)$$

где  $g(x)$  – функция декодирования результатов работы МАК,  $x$  – вектор выходных значений автокодировщика.



Рис. 3. Блок-схема обучения МАК

Рассмотрим алгоритм обучения многослойного автокодировщика поэтапно:

На вход МАК подаётся вектор из 17 выбранных характеристик сетевого трафика (формат входных данных будет подробно описан ниже).

Входные данные проходят процесс бинаризации, находится вектор  $H^n = (h_0, h_1, \dots, h_{(n-1)})$ , где  $h_i = f(w_i * x_i + b)$ ,  $i = 0, \dots, n - 1$ , а  $b$  – член смещения.

Запускаем работу МАК, получаем вектор выходных значений, декодируем его с помощью функции  $g(x)$ , описанной выше.

1. Вычисляем функцию потерь  $L(x)$  по формуле (5).
2. В цикле для каждого автокодировщика МАК:
  - 2.1. Блокируем выходные значения;
  - 2.2. Запускаем алгоритм обратного распространения ошибки и корректируем веса нейронов;
  - 2.3. Разблокируем выходные значения и переходим к следующему автокодировщику.
3. Повторять процесс обучения 100 эпох.

Алгоритм обратного распространения ошибки представляет собой изменение весовых коэффициентов нейронов в соответствии с посчитанным значением функции потерь  $L(x)$ , это можно выразить следующей формулой:

$$w_{i^{new}} = w_i \pm L(y_i). \quad (6)$$

Опишем процесс обработки входных данных для реализованного программного средства. В качестве экспериментальных наборов данных решено было выбрать датасеты Канадского университета кибербезопасности, известные под названиями «ISCX VPN-nonVPN» и «ISCX-Tor/Non-Tor». Представленные наборы данных содержат такие типы сетевого трафика, как: трафик систем обнаружения вторжений, трафик сетей Тор-неТор, трафик виртуальных сетей VPN-неVPN и многие другие. Из данных наборов случайным образом было выбрано 5000 пакетов для обучения и тестирования нейронной сети. Соотношение обучающего набора данных к тестирующему – 9:1.

Важным моментом является определение характеристик сетевого трафика, которые определяют обучение нейронной сети. Исчерпывающее исследование важнейших сетевых характеристик было проведено в работе [15]. Все 17 характеристик, выбранных для данной работы, представлены в табл. 1. Выбор характеристик сетевого потока был сделан на основании исследования, проведённого в работе, а также на основании проведённых экспериментов по обучению вышеописанной нейронной сети. Характеристики, которые не повлияли на приближение к наилучшему результату классификации или повлияли мало, были отброшены.

Таблица 1

**Выбранные характеристики сетевого трафика**

1	DUR	Продолжительность передачи потока сетевых пакетов
2	flowPacketsPerSecond	Количество пакетов в потоке в секунду, pps
3	BIAT_total	Общее время между прибытием пакетов для обратного соединения
4	STD_flowiat	Стандартное отклонение времени между прибытием пакетов

5	MIN_active	Минимальное значение времени активной работы потока
6	flowBytesPerSecond	Количество байтов в потоке в секунду, rps
7	MEAN_active	Среднее значение времени активной работы потока
8	STD_active	Стандартное отклонение времени активной работы потока
9	MIN_idle	Минимальное значение времени бездействия потока
10	BIAT_max	Максимальное время между прибытием пакетов для обратного соединения
11	MIN_flowiat	Минимальное значение времени между прибытием пакетов
12	STD_idle	Стандартное отклонение времени бездействия потока
13	MAX_idle	Максимальное значение времени бездействия потока
14	BIAT_min	Минимальное значение времени между прибытием пакетов для обратного соединения
15	FIAT_total	Общее время между прибытием пакетов для прямого соединения
16	MAX_flowiat	Максимально значение времени между прибытием пакетов
17	MIN_idle	Минимальное значение времени бездействия потока

Обучение вышеописанной глубокой нейронной сети было реализовано с помощью асинхронного программирования. Особенностью асинхронного программирования является то, что можно запускать конкретные функции в разных потоках; таким образом, функции выполняются параллельно.

Для того, чтобы реализовать корректную асинхронность, необходимо учитывать характерные проблемы, связанные с параллельным выполнением инструкций, а именно, состояние гонки и нарушение целостности данных. В целях разрешить эти проблемы на этапе обучения автокодировщиков их выходы блокируются и освобождаются только по завершению функций обучения. Таким образом, можно обеспечить параллельное обучение автокодировщиков без нарушения целостности их входных значений.

Блокирование входных нейронов реализовано с помощью структуры, специально созданной для защиты целостности данных нейронов. Данная структура использует технологию так называемых мьютексов (с англ. to mute – заглушить, выключить). Если инструкции, выполняемые в одном потоке, модифицируют данные в конкретный момент времени, защищаемые мьютексом, то инструкции, выполняемые в другом потоке, в этот момент времени модифицировать их не могут.

Было проведено исследование асимптотической сложности вышеописанного программного средства. В результате получилось, что сложность обучения для одного автокодировщика зависит от числа входных, скрытых и выходных нейронов, числа тренировочных наборов данных и числа эпох обучения. Эта зависимость отражается следующей формулой:

$$O(m * n * j * (i + k)), \quad (7)$$

где  $i$  – число входных нейронов,  $j$  – число скрытых нейронов,  $k$  – число выходных нейронов,  $n$  – число тренировочных наборов данных и  $m$  – число эпох. Число автокодировщиков (в данном случае их три) не повлияет на общую сложность программы, а значит, её можно записать с точностью до константы:

$$O(100 * 5000 * 8 * (17 + 50)) = 268 * 10^6. \quad (8)$$

Как можно увидеть из формулы (8), количество элементарных операций для выполнения реализованного программного средства, учитывая, что количество обучающих эпох равно 100, а количество тренировочных наборов данных равно 5000, едва ли достигает порядка миллиарда. Зная, что большинство современных компьютерных процессоров выполняет приблизительно миллиард операций в секунду, указанная асимптотическая сложность является незначительной помехой для запуска описанного программного средства на большинстве персональных компьютеров.

Для оценки качества предложенной глубокой нейронной сети были использованы такие показатели, как отклик ( $Rc$ ), точность ( $Pr$ ) и F-мера ( $F_1$ ), которые описываются следующими формулами:

$$Rc = \frac{TP}{TP + FN}, \quad (9)$$

$$Pr = \frac{TP}{TP + FP}, \quad (10)$$

$$F_1 = \frac{2 * Rc * Pr}{Rc + Pr}. \quad (11)$$

В приведённых выше формулах  $TP$  – число правильно классифицированных приложений (истинно-положительные результаты, когда экспертная оценка совпадает с результатом работы нейронной сети),  $FP$  – число неправильно классифицированных приложений (ложно-положительные результаты, когда экспертная оценка негативная, а результат работы нейронной сети показал положительное значение) и  $FN$  – число ложно-отрицательных решений (когда экспертная оценка положительная, однако нейронная сеть выдаёт ложное значение). Исследования оценок точности нейронных сетей и их сравнительная характеристика представлены в работах [19–21]. Обобщённые результаты оценки качества предлагаемой нейронной сети приведены в табл. 2.

Таблица 2

#### Результаты оценки качества классификации для VPN-траффика

Класс сетевого траффика	Rc	Pr	F <sub>1</sub>
VPN-аудио/видеопоток	0.99	0.99	0.99
VPN-торрент	0.97	0.99	0.98
VPN-VoIP	1.00	0.99	0.99
VPN-чат	0.94	0.95	0.94
FTP	0.99	0.98	0.99
SMTP	0.93	0.97	0.95
Среднее значение	0.95	0.95	0.95

В табл. 3 можно увидеть результаты классификации приложений.

По содержимому табл. 2 и 3 можно сделать вывод, что качество распознавания трафика глубокой нейронной сетью достаточно высокое. Кроме того, реализация предложенного подхода имеет достаточно лояльную асимптотическую сложность, позволяющую снижать требования к аппаратным ресурсам.

Таблица 3

**Результаты классификации приложений**

Название приложения	Rc	Pr	F <sub>1</sub>
Youtube	0.98	0.99	0.97
BitTorrent	0.97	0.94	0.98
Skype	1.00	0.92	0.99
Telegram	0.94	0.95	0.94
FTPS	0.99	0.93	0.99
GMail	0.93	0.97	0.95
Среднее значение	0.92	0.92	0.92

Однако предложенное программное средство имеет и свои недостатки. В результате проведённых экспериментов можно с уверенностью сказать, что разработанная нейронная сеть имеет затруднения с распознаванием трафика сетей Тор. Результаты замеров производительности для Тор-трафика можно увидеть в табл. 4.

Таблица 4

**Результаты оценки качества классификации для Тор-трафика**

Класс сетевого трафика	Rc	Pr	F <sub>1</sub>
Тор:Google	0.74	0.46	0.64
Тор:Telegram	0.32	0.14	0.45
Тор:Youtube	0.58	0.17	0.82
Тор:Twitter	0.03	0.09	0.13
Тор:Vimeo	0.14	0.27	0.55
Среднее значение	0.35	0.18	0.53

**Заключение.** В данной работе был предложен новый смешанный подход для анализа сетевого трафика, основанный на совокупном применении теории информации, математической статистики и теории машинного обучения.

На основании результатов проведённых экспериментов по тестированию реализованной нейронной сети и оценки качества её работы можно утверждать, что данная сеть эффективно распознает такие распространенные виды трафика, как VPN-аудио/видеопоток, VPN-торрент, VPN-VoIP, VPN-чат, FTP, SMTP. Для них среднее значение обобщенного показателя качества распознавания (F-мера) составило 0,95.

Так же, использование данного подхода при распознавании таких популярных приложений, как Youtube, BitTorrent, Skype,Telegram, FTPS, GMail, показало высокие результаты. Среднее значение F-меры для них составило 0,92.

Вместе с тем, следует отметить, что для распознавания Тор-трафика этот подход оказался малоэффективным. Среднее значение F-меры для него составило 0,53.

Таким образом, в целом предложенный подход к анализу зашифрованного сетевого трафика, представляется весьма перспективным.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Информационные системы и технологии / под ред. Тельнова Ю.Ф. – М.: Юнити, 2017. – 544 с.
2. Модель угроз и нарушителя безопасности персональных данных, обрабатываемых в специальных информационных системах персональных данных отрасли. Министерство связи и массовых коммуникаций Российской Федерации. – М., 2019. – Режим доступа: <http://minsvyaz.ru/common/upload/publication/1410084of.pdf> (дата обращения: 4.12.2020).
3. Буковшин В.А., Болдырихин Н.В. Сравнительное исследование технологий анализа интенсивности сетевого трафика // Тр. Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. – Ростов-на-Дону, 2019. – С. 104-107.
4. Татарникова Т.М. Статистические методы исследования сетевого трафика // Информационно-управляющие системы. – 2018. – № 5 (96). – С. 35-43.
5. Алтунин Ф.А., Кносаль В.М., Давыдов Р.В., Болдырихин Н.В. Анализ методов классификации трафика // Тр. Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. – Ростов-на-Дону, 2017. – С. 23-27.
6. Callado A., Kamienski C., Szabo G., Gero B., Kelner J., Fernandes S., Sadok D.A. Survey on Internet Traffic Identification // Communications Surveys & Tutorials, IEEE. – 3rd Quarter 2009. – Vol. 11, Issue 3. – P. 37-52.
7. Круглов В.В., Борисов В.В. Искусственные нейронные сети: теория и практика. – М.: НИЦ ИНФРА-М, 2017. – 283 с.
8. Круглов В.В., Борисов В.В. Нечёткая логика и искусственные нейронные сети. – М.: НИЦ ИНФРА-М, 2016. – 233 с.
9. Рутковская Д.А., Пилинский М.В., Рутковский Л.А. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечёткие системы. – М.: ДМК Пресс, 2018. – 512 с.
10. Стивен Норткат, Джуди Новак. Обнаружение нарушений безопасности в сетях. – 3-е изд.: пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2017. – 448 с.
11. Медведевский И.Д., Семьянов П.В., Леонов Д.Г. Атака на Internet. – М.: ДМК Пресс, 2017. – 332 с.
12. Скюдис Э. Противостояние хакерам. – М.: ДМК Пресс, 2003. – 506 с.
13. Shiguo L. One-way hash function based on neural network. Department of Automation, Nanjing University of Science & Technology. – 2017. – Режим доступа: <https://arxiv.org/abs/0707.4032> (дата обращения: 4.12.2020).
14. Moore A., Zuev D., and Crogan M. Discriminators for use in flow-based classification. Department of Computer Science Research Reports. RR-05-13, 2019. – Режим доступа: <https://www.cl.cam.ac.uk/~awm22/publication/moore2005discriminators.pdf> (дата обращения: 4.12.2020).
15. Alshammari R., Zincir-Heywood A.N. Can encrypted traffic be identified without port numbers, ip addresses and payload inspection? // Computer networks. – 2011. – Vol. 55 (6). – P. 1326-1350.
16. Hinton G. et al. Deep neural networks for acoustic modeling in speech recognition: The shared views of four research groups // IEEE Signal Processing Magazine. – 2012. – Vol. 29 (6). – P. 82-97.
17. Sun Q. et al. Statistical identification of encrypted web browsing traffic, in Proc // Conference: Security and Privacy, 2002.
18. Paninski L. Estimation of entropy and mutual information // Neural Computation. – 2003. – Vol. 15. – P. 1191-1253.
19. Gil G.D. et al. Characterization of encrypted and VPN traffic using time-related features // Conference: The International Conference on Information Systems Security and Privacy. At: Italy. – Vol. 2016.
20. Sasaki Y. The truth of the F-measure // School of Computer Science, University of Manchester MIB, 2007. – Режим доступа: <https://www.toyota-ti.ac.jp/Lab/Denshi/COIN/people/yutaka.sasaki/F-measure-YS-26Oct07.pdf> (дата обращения: 4.12.2020).

21. *Tharwat A.* Classification assessment methods // Faculty of Computer science and engineering, Frankfurt university of applied science, 2018. – Режим доступа: <https://www.emerald.com/insight/content/doi/10.1016/j.aci.2018.08.003/full/pdf?title=classification-assessment-methods> (дата обращения: 4.12.2020).
22. *Derczynski L.* Complementarity, F-score and NLP evaluation // University of Sheffield, Proceedings of the Tenth International Conference on Language Resources and Evaluation (LREC'16), 2016. – Режим доступа: <https://www.aclweb.org/anthology/L16-1040.pdf> (дата обращения: 4.12.2020).
23. *Шеннон К.* Работы по теории информации и кибернетике. – М.: Изд-во иностр. лит., 1963. – 829 с.

#### REFERENCES

1. *Informatsionnye sistemy i tekhnologii [Information systems and Technologies]*, ed. by Tel'nova Yu.F. Moscow: Yuniti, 2017, 544 p.
2. Model' ugroz i narushitelya bezopasnosti personal'nykh dannykh, obrabatyvaemykh v spetsial'nykh informatsionnykh sistemakh personal'nykh dannykh otrasli. Ministerstvo svyazi i massovykh kommunikatsiy Rossiyskoy Federatsii [The model of threats and violators of the security of personal data processed in special information systems of personal data of the industry. Ministry of Communications and Mass Media of the Russian Federation]. Moscow, 2019. Available at: <http://minsvyaz.ru/common/upload/publication/1410084of.pdf> (accessed 4 December 2020).
3. *Bukovshin V.A., Boldyrikhin N.V.* Sravnitel'noe issledovanie tekhnologiy analiza intensivnosti setevogo trafika [Comparative study of network traffic intensity analysis technologies], *Tr. Severo-Kavkazskogo filiala Moskovskogo tekhnicheskogo universiteta svyazi i informatiki [Proceedings of the North Caucasus Branch of the Moscow Technical University of Communications and Informatics]*. Rostov-on-Don, 2019, pp. 104-107.
4. *Tatarnikova T.M.* Statisticheskie metody issledovaniya setevogo trafika [Statistical methods of network traffic research], *Informatsionno-upravlyayushchie sistemy [Information and control systems]*, 2018, No. 5 (96), pp. 35-43.
5. *Altunin F.A., Knosal' V.M., Davydov R.V., Boldyrikhin N.V.* Analiz metodov klassifikatsii trafika [Analysis of traffic classification methods] *Tr. Severo-Kavkazskogo filiala Moskovskogo tekhnicheskogo universiteta svyazi i informatiki [Proceedings of the North Caucasus Branch of the Moscow Technical University of Communications and Informatics]*. Rostov-on-Don, 2017, pp. 23-27.
6. *Callado A., Kamienski C., Szabo G., Gero B., Kelner J., Fernandes S., Sadok D.A.* Survey on Internet Traffic Identification, *Communications Surveys & Tutorials, IEEE*, 3rd Quarter 2009, Vol. 11, Issue 3, pp. 37-52.
7. *Kruglov V.V., Borisov V.V.* Iskusstvennye neyronnye seti: teoriya i praktika [Artificial neural networks: theory and practice]. Moscow: NITS INFRA-M, 2017, 283 p.
8. *Kruglov V.V., Borisov V.V.* Nechyotkaya logika i iskusstvennye neyronnye seti [Fuzzy logic and artificial neural networks]. Moscow: NITS INFRA-M, 2016, 233 p.
9. *Rutkovskaya D.A., Pilin'skiy M.V., Rutkovskiy L.A.* Neyronnye seti, geneticheskie algoritmy i nechyotkie sistemy [Neural networks, genetic algorithms, and fuzzy systems]. Moscow: DMK Press, 2018, 512 p.
10. *Stiven Nortkat, Dzhudi Novak.* Obnaruzhenie narusheniy bezopasnosti v setyakh [Detection of security violations in networks]. 3<sup>rd</sup> ed.: transl. from engl. Moscow: Izdatel'skiy dom «Vil'yams», 2017, 448 p.
11. *Medvedovskiy I.D., Sem'yanov P.V., Leonov D.G.* Ataka na Internet [Attack on the Internet]. Moscow: DMK Press, 2017, 332 p.
12. *Skudis E.* Protivostoyanie khakeram [Opposition to hackers]. Moscow: DMK Press, 2003, 506 p.
13. *Shiguo L.* One-way hash function based on neural network. Department of Automation, Nanjing University of Science & Technology, 2017. Available at: <https://arxiv.org/abs/0707.4032> (accessed 4 December 2020).
14. *Moore A., Zuev D., and Crogan M.* Discriminators for use in flow-based classification. Department of Computer Science Research Reports. RR-05-13, 2019. Available at: <https://www.cl.cam.ac.uk/~awm22/publication/moore2005discriminators.pdf> (accessed 4 December 2020).
15. *Alshammari R., Zincir-Heywood A.N.* Can encrypted traffic be identified without port numbers, ip addresses and payload inspection?, *Computer networks*, 2011, Vol. 55 (6), pp. 1326-1350.

16. Hinton G. et al. Deep neural networks for acoustic modeling in speech recognition: The shared views of four research groups, *IEEE Signal Processing Magazine*, 2012, Vol. 29 (6), pp. 82-97.
17. Sun Q. et al. Statistical identification of encrypted web browsing traffic, in Proc, *Conference: Security and Privacy*, 2002.
18. Paninski L. Estimation of entropy and mutual information, *Neural Computation*, 2003, Vol. 15, pp. 1191-1253.
19. Gil G.D. et al. Characterization of encrypted and VPN traffic using time-related features, *Conference: The International Conference on Information Systems Security and Privacy. At: Italy*, Vol. 2016.
20. Sasaki Y. The truth of the F-measure, *School of Computer Science, University of Manchester MIB*, 2007. Available at: <https://www.toyota-ti.ac.jp/Lab/Denshi/COIN/people/yutaka.sasaki/F-measure-YS-26Oct07.pdf> (accessed 4 December 2020).
21. Tharwat A. Classification assessment methods, *Faculty of Computer science and engineering, Frankfurt university of applied science*, 2018. Available at: <https://www.emerald.com/in-sight/content/doi/10.1016/j.aci.2018.08.003/full/pdf?title=classification-assessment-methods> (accessed 4 December 2020).
22. Derczynski L. Complementarity, F-score and NLP evaluation, *University of Sheffield, Proceedings of the Tenth International Conference on Language Resources and Evaluation (LREC'16)*, 2016. Available at: <https://www.aclweb.org/anthology/L16-1040.pdf> (accessed 4 December 2020).
23. Shannon K. Raboty po teorii informatsii i kibernetike [Works on information theory and cybernetics]. Moscow: Izd-vo inostr. lit., 1963, 829 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. А.В. Елисеев.

**Буковшин Вадим Александрович** – Донской государственный технический университет; e-mail: vadimbukovshin199813@gmail.com; 344000, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1; тел.: +78632381518, +78632381516; кафедра кибербезопасности информационных систем; студент.

**Чуб Павел Андреевич** – e-mail: pavel.chub.1997@mail.ru; кафедра кибербезопасности информационных систем; студент.

**Короченцев Денис Александрович** – e-mail: mytelefon@mail.ru; кафедра кибербезопасности информационных систем; зав. кафедрой; к.т.н.

**Черкесова Лариса Владимировна** – e-mail: chia2002@inbox.ru; кафедра кибербезопасности информационных систем; д.ф.-м.н.; профессор.

**Болдырихин Николай Вячеславович** – e-mail: boldyrikhin@mail.ru; кафедра кибербезопасности информационных систем; к.т.н.; доцент.

**Сафарьян Ольга Александровна** – e-mail: safari\_2006@mail.ru; кафедра кибербезопасности информационных систем; к.т.н.; доцент.

**Bukovshin Vadim Aleksandrovich** – Don State Technical University; e-mail: vadimbukovshin199813@gmail.com; 1, pl. Gagarin, Rostov-on-Don, 344000, Russia; phones: +78632381518, +78632381516; the department of cybersecurity of information systems; student.

**Chub Pavel Andreevich** – e-mail: pavel.chub.1997@mail.ru; the department of cybersecurity of information systems; student.

**Korochentsev Denis Aleksandrovich** – e-mail: mytelefon@mail.ru; the department of cybersecurity of information systems; head of the department; cand. of eng. sc.

**Cherkesova Larisa Vladimirovna** – e-mail: chia2002@inbox.ru; the department of cybersecurity of information systems; dr. of phys. and math.; professor.

**Boldyrikhin Nikolay Vyacheslavovich** – e-mail: boldyrikhin@mail.ru; the department of cybersecurity of information systems; cand. of eng. sc. associate professor.

**Safaryan Olga Aleksandrovna** – e-mail: safari\_2006@mail.ru; the department of cybersecurity of information systems; cand. of eng. sc. associate professor.

## Раздел III. Моделирование процессов и систем

УДК 621.396.679.4

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-129-139

**А.О. Касьянов**

### **МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ ПЕЧАТНОГО ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНОГО АНТЕННОГО ОБТЕКАТЕЛЯ**

*Статья посвящена анализу результатов численного исследования характеристик рассеяния печатного частотно-избирательного антенного обтекателя на основе электродинамического моделирования частотно-избирательных поверхностей с диэлектрическими укрытиями. Электродинамические задачи решены методом интегральных уравнения (ИУ). Алгебраизация ИУ задачи выполнена методом моментов. Получены численные результаты электродинамического моделирования ЧИП с диэлектрическими укрытиями, которые могут быть использованы для выбора наиболее рационального варианта геометрии ЧИП при разработке многофункциональных обтекателей в антенных системах СВЧ-диапазона. На основе полученных численных данных рассматриваются возможности применения двух вариантов плоских дифракционных решеток в качестве пространственных фильтров в составе антенных обтекателей.*

*Частотно-избирательные поверхности; многофункциональные антенные обтекатели; метод интегральных уравнений; метод моментов; многослойное магнитодиэлектрическое укрытие; поляризационная матрица рассеяния.*

**A.O. Kasyanov**

### **MATHEMATICAL SIMULATION AND CALCULATION OF SCATTERING CHARACTERISTICS IN FREQUENCY SELECTIVE PRINTED ANTENNA RADOME**

*Mathematical model of multilayered printed frequency selective surfaces with dielectric covers is presented in this paper. The model is built on the suggestion of array infinity and perfect conductivity of microstrip elements. Such printed structures can be used as frequency selective surface and as covers with controllable characteristics (for example tunable filters, adaptive radar cover, electronically switched polarizers). Full-wave analysis is executed by the integral equation method. The numerical solution of an integral equation has been obtained by Galerkin's method. Unknown distribution of surface magnetic currents has been approximated by roof-top basic functions. The generalized scattering matrix method was used for simulation of multilayered printed frequency selective surface. The paper presents the compound algorithm which combines the integral equation method with the method of generalized scattering matrix. A lot of numerical examples are presented proving the algorithm effectiveness. By means of this model there were synthesized multilayer frequency selective surface as periodic arrays of the printed elements, which have arbitrary shape of reradiators. It is known, that the printed elements of special shape ensure, as rejecting and as transacting of electromagnetic waves in the given frequencies, and have neglected angular sensitivity. The results of constructive synthesis of printed frequency selective surfaces as rejecting or transmitting filters, which have neglected angular sensitivity, are represented in paper. Such an algorithm is rather flexible and multiple repeats the basic problem solution. It makes the procedure of computer code preparing much more effective and do not require to change the problem decision itself.*

*Frequency selective surfaces; multifunctional antenna's radomes; integral equation method; moment method; multilayer magnetodielectric covers; radar scattering matrix.*

**1. Введение.** В настоящее время проблема обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) различных радиоэлектронных средств (РЭС) становится все более острой. Это вызвано стремительным ростом числа одновременно используемых радиосистем, работающих в смежных частотных диапазонах, секторах пространства или на согласованных поляризациях. Во многих случаях для решения проблемы ЭМС в СВЧ-трактах РЭС вводят дополнительные частотные и поляризационные фильтры. Введение дополнительных селективирующих элементов приводит к усложнению тракта и зачастую к значительному его удорожанию из-за снижения технологичности изготовления. В то же время менее дорогостоящим и весьма эффективным способом обеспечения ЭМС близкорасположенных РЭС является использование частотно и поляризационно-селективных обтекателей антенных систем этих радиоэлектронных средств [1, 2]. Вопросы разработки поляризационно-селективных антенных обтекателей ранее рассмотрены автором на примере антенн судовых радионавигационных станций [3–9].

В настоящей статье рассмотрим результаты численного исследования характеристик рассеяния плоских частотно-избирательных антенных обтекателей в виде металлодиэлектрических дифракционных решеток, позволяющие решить актуальную задачу разработки наиболее технологичных антенных обтекателей для развязки близкорасположенных антенн, работающих в смежных частотных диапазонах.

Целью данной работы является разработка математической модели частотно-избирательного антенного обтекателя в виде армированной диэлектриком периодической решетки металлических пластин или отверстий в перфорированном экране, анализ полученных численных результатов и исследование свойств частотно-избирательных антенных обтекателей, выполненных на основе плоских металлодиэлектрических дифракционных решеток, для определения возможности их использования в составе перспективных радиосистем.

Для достижения поставленной цели решены задачи:

- ♦ выполнено электродинамическое моделирование процесса рассеяния волн проходными частотно-избирательными поверхностями на основе металлодиэлектрических структур,

- ♦ определены параметры плоских металлодиэлектрических дифракционных решеток перспективных для применения в качестве антенных обтекателей современных радиосистем.

**2. Постановка задачи.** Известно [10, 11], что применяемые на СВЧ частотно-избирательные поверхности (ЧИП) в большинстве случаев содержат частотно-избирательную решетку (ЧИР) из металлических пластин или апертур в проводящем перфорированном экране, заключенную в диэлектрическую оболочку, предохраняющую ее от неблагоприятного воздействия окружающей среды. Кроме того, как правило, ЧИР представляет собой многоэлементную решетку, имеющую большие электрические размеры. В такой решетке основная масса элементов центральной области находится в почти одинаковых условиях и не чувствует влияния краёв, и наиболее важные особенности её поведения могут быть достаточно точно описаны поведением элементов ЧИР, находящихся в составе бесконечной решетки. Таким образом, для анализа многослойной ЧИР больших электрических размеров можно применить математическую модель бесконечной решетки [12, 13].

Рассмотрим следующую граничную задачу. Пусть частотно-избирательная структура представлена в виде двух магнитодиэлектрических слоёв, на трёх границах раздела которых введены планарные решетки печатных элементов. Последние расположены в узлах двоякопериодической бесконечно протяженной сетки с прямоугольной формой ячейки (рис. 1), где  $d_1$  и  $d_2$  – периоды решетки соответственно вдоль осей  $x$  и  $y$ .

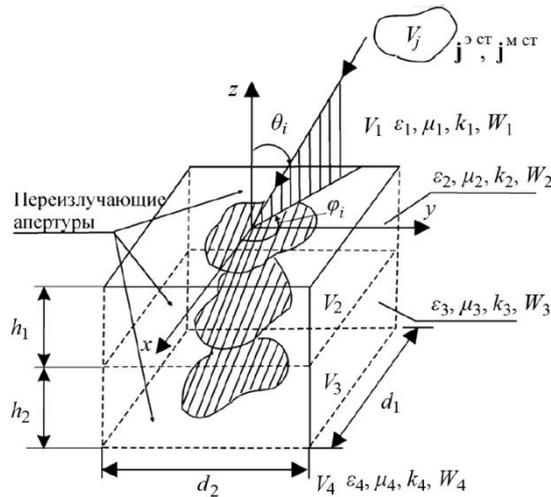


Рис. 1. Геометрия задачи

Печатные элементы решеток ЧИП могут иметь произвольную форму, но при этом предполагаются идеально проводящими и бесконечно тонкими, как показано на рисунке 1. Магнитодиэлектрические слои предполагаются однородными и изотропными. Их толщины обозначены как  $h_1$  и  $h_2$ . Пусть элементы описанной выше плоской ЧИР возбуждаются плоской электромагнитной волной произвольной поляризации. Рассматривается случай наклонного падения волны на такую электродинамическую структуру. Возбуждающие источники  $\mathbf{j}^{\text{ct}}$ ,  $\mathbf{j}^{\text{mct}}$  находятся в объёме  $V_j$ , занимающем часть объёма  $V_1$  (рис. 1). Объём  $V_1$  занимает всё верхнее полупространство  $z > 0$ . Аналогично объём  $V_4$  занимает всё нижнее полупространство  $z < -(h_1 + h_2)$ . Для объёмов  $V_2 - z \in [-h_1, 0]$  и  $V_3 - z \in [-(h_1 + h_2), -h_1]$ . Параметры сред в объёмах  $V_i$  следующие:  $\epsilon_i, \mu_i$  – диэлектрическая и магнитная проницаемости,  $k_i, W_i$  – постоянная распространения и волновое сопротивление  $i$ -го слоя,  $i = 1, 2, 3$  или 4. Необходимо определить распределения составляющих вектора поверхностной плотности магнитного тока на поверхностях  $S_{oi}$ , ( $i = 1, 2, 3$ ) свободных от элементов печатных решеток на границах раздела сред многослойной ЧИП и обозначенных на рисунке 1 как переизлучающие апертуры. В большинстве приложений ЧИП наибольший интерес представляет случай возбуждения металлодиэлектрической ЧИР плоской волной, когда расстояние между областью  $V_j$  и решеткой  $R_j \rightarrow \infty$ . Это означает, что, как правило, по найденным токам требуется определить элементы поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) [14, 15] этой электродинамической структуры и проанализировать зависимости характеристик рассеяния такой ЧИП от формы, составляющих ее печатных элементов, толщины и электрофизических параметров материалов, используемых при создании ее составной магнитодиэлектрической подложки.

Поскольку при анализе характеристик рассеяния вышеописанной печатной дифракционной решётки наибольший интерес представляет резонансная область [16], то для решения поставленной задачи воспользуемся методом интегральных уравнений [17].

**3. Математическое моделирование. 3.1. Система интегральных уравнений задачи.** Получим соотношения для полей в каждой из областей (рис. 1), используя лемму Лоренца в интегральной форме [18]. В качестве возбуждающего источника для области  $V_1$  выберем элементарный магнитный вибратор. В качестве

вспомогательных задач рассмотрим задачи возбуждения элементарными магнитными вибраторами каждой из областей, ограниченной идеально проводящими стенками. Удовлетворяя условию непрерывности касательных составляющих полей на границах раздела, получим систему из шести скалярных интегральных уравнений (ИУ), вид которой приведен в работе автора [19].

Применение условия периодичности позволяет вместо бесконечно-протяженной периодической решетки апертур рассматривать одну центральную апертуру. Поля рассеяния бесконечной решетки печатных элементов выражаются в виде двойных бесконечных сумм по пространственным гармоникам системы –  $m, n$  [20].

Итак, математическая модель трехрешеточной планарной переизлучающей частотно-избирательной электродинамической структуры представляет собой систему связанных векторных интегральных уравнений относительно поверхностных плотностей магнитных токов переизлучающих апертур. По найденным распределениям магнитных токов можно рассчитать все характеристики рассеяния частотно-избирательной решетки [21].

**3.2. Алгебраизация системы интегральных уравнений.** Из известных методов решения ИУ электродинамики наибольшее распространение получил метод моментов [22], заключающийся в том, что для разложения неизвестной функции выбирается система базисных функций, определяется система пробных функций, берется скалярное произведение каждой пробной функции с левой и правой частями интегрального уравнения, в итоге получается система линейных алгебраических уравнений. В результате решения этой системы определяются комплексные коэффициенты разложения неизвестной функции.

Воспользуемся одной из наиболее распространенных модификаций метода моментов – методом Галеркина. В качестве базисных и пробных функций выберем функции в виде треугольной призмы [23].

В результате получим систему линейных алгебраических уравнений, вид которой приведен в работе автора [24].

Коэффициенты СЛАУ имеют смысл собственных и взаимных проводимостей между элементами разложений составляющих поверхностных магнитных токов переизлучающих апертур (рис. 1) и вычисляются в явном виде [25]. Определение коэффициентов СЛАУ представляет собой самую трудоемкую часть вычислительного алгоритма и занимает большую часть машинного времени. Это связано с тем, что коэффициенты СЛАУ представляют собой двойные ряды по гармоникам Флоке  $m, n$ . Дальнейшее решение задачи заключается в решении СЛАУ и не вызывает затруднений, поскольку этот этап полностью перекладывается на вычислительную машину.

**4. Численные результаты.** Ниже в качестве примера приводятся результаты численного исследования характеристик рассеяния, в качестве которых выступают элементы матрицы рассеяния  $[S]$ , частотно-избирательной поверхности (ЧИП), выполненной в виде плоской металлодиэлектрической дифракционной решетки. Предложено два варианта возможной конструктивной реализации ЧИП. При разработке каждого из этих вариантов учитывалось требование по обеспечению частотной развязки близкорасположенных антенных систем приемо-передающих РЭС, работающих в смежных частотных диапазонах.

**4.1. Постановка задачи конструктивного синтеза частотно-избирательного антенного обтекателя.** Пусть имеется два РЭС, в состав которых входят приемо-передающие антенные системы. Первое РЭС работает в двух узких диапазонах частот: в окрестности частоты  $f_0$  – 1-й поддиапазон ( $\Delta f_1$ ), и в окрестности частоты  $1,17f_0$  – 2-й поддиапазон ( $\Delta f_2$ ). Второе РЭС – в диапазоне частот от  $0,87f_0$  до  $0,93f_0$  – поддиапазон заграждаемых частот ( $\Delta f_3$ ). В первом РЭС требу-

ется обеспечить уровень пространственной развязки его приемной антенны от мешающего излучения, возбуждаемого передающей антенной второго РЭС, не менее чем на 23 дБ. При этом потери на прохождение волн сквозь антенный обтекатель на частотах первого РЭС не должны превышать 0,5 дБ.

**4.2. Результаты численного исследования характеристик печатного обтекателя.** Для целей пространственной развязки удобно использовать печатную дифракционную решетку из крестообразных элементов, изображенных на рис. 2.

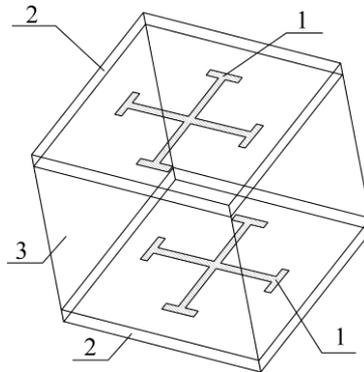


Рис. 2. Топология единичной ячейки металлодиэлектрической ЧИП: 1 – печатные вибраторы; 2 – диэлектрические укрытия; 3 – сердцевина

Как показано на рис. 2, печатные элементы 1 двух решеток с шагом равным  $0,3\lambda_0$  выполнены на диэлектрических подложках Rogers TMM 10i толщиной  $0,02\lambda_0$  каждая – 2. При этом каждый из печатных элементов выполнен в виде иерусалимского креста. Крестообразная форма вибратора позволяет обеспечить работу антенного обтекателя на произвольной поляризации, а дополнительные концевые емкостные нагрузки позволяют за счет уменьшения длин плеч печатных вибраторов снизить межэлементные интервалы в решетке и тем самым расширить полосу рабочих частот такого обтекателя. Диэлектрический слой, разделяющий печатные решетки и представляющий собой сердцевину ЧИП – 3, выполнен из материала Teflon 2,08 толщиной  $\lambda_0/4$ . Частотные характеристики (ЧХ) элементов матрицы [S] ЧИП показаны на рис. 3.

Поскольку, с одной стороны, антенный обтекатель находится в непосредственной близости от антенны РЭС, с другой стороны, взаимное положение РЭС, электромагнитную совместимость которых требуется обеспечить, в общем случае может быть произвольным, представляет интерес анализ ЧХ антенного обтекателя в секторе углов падения возбуждающей его плоской электромагнитной волны (ЭМВ).

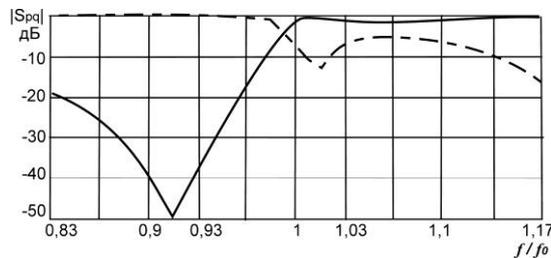


Рис. 3. Частотные характеристики модулей элементов матрицы рассеяния металлодиэлектрической ЧИП: коэффициент передачи  $S_{pq}$  ( $p \neq q$ ) – сплошная линия; коэффициент отражения  $S_{pq}$  ( $p = q$ ) – пунктир

Рассмотрим характеристики рассеяния антенного обтекателя в полосе заграждения  $\Delta f_3$  и двух полосах прохождения  $\Delta f_1$  и  $\Delta f_2$ .

На рис. 4 показаны ЧХ вышеописанного антенного обтекателя в полосе  $\Delta f_3$  в секторе углов от нормального падения -  $0^\circ$  до скользющего -  $85^\circ$ .

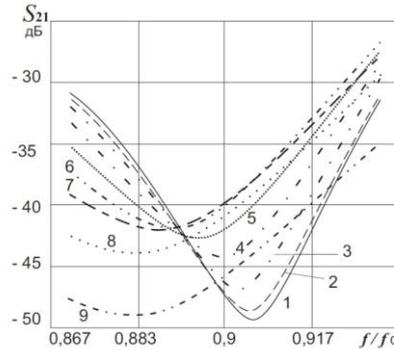


Рис. 4. ЧХ модулей недиагональных элементов матрицы рассеяния металло-диэлектрической ЧИП при различных углах падения  $\theta$ : 1 –  $\theta = 0^\circ$ ; 2 –  $\theta = 10^\circ$ ; 3 –  $\theta = 20^\circ$ ; 4 –  $\theta = 30^\circ$ ; 5 –  $\theta = 40^\circ$ ; 6 –  $\theta = 50^\circ$ ; 7 –  $\theta = 60^\circ$ ; 8 –  $\theta = 70^\circ$ ; 9 –  $\theta = 80^\circ$

На рис. 5 показаны ЧХ вышеописанного антенного обтекателя в полосе  $\Delta f_1$  в секторе углов от нормального падения -  $0^\circ$  до скользющего -  $85^\circ$ .

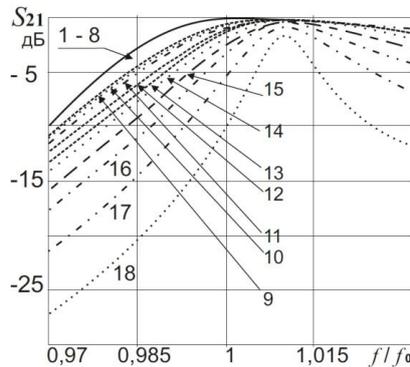


Рис. 5. ЧХ модулей недиагональных элементов матрицы рассеяния металло-диэлектрической ЧИП при углах падения  $\theta$ : 1 –  $\theta = 0^\circ$ ; 2 –  $\theta = 5^\circ$ ; 3 –  $\theta = 10^\circ$ ; 4 –  $\theta = 15^\circ$ ; 5 –  $\theta = 20^\circ$ ; 6 –  $\theta = 25^\circ$ ; 7 –  $\theta = 30^\circ$ ; 8 –  $\theta = 35^\circ$ ; 9 –  $\theta = 40^\circ$ ; 10 –  $\theta = 45^\circ$ ; 11 –  $\theta = 50^\circ$ ; 12 –  $\theta = 55^\circ$ ; 13 –  $\theta = 60^\circ$ ; 14 –  $\theta = 65^\circ$ ; 15 –  $\theta = 70^\circ$ ; 16 –  $\theta = 75^\circ$ ; 17 –  $\theta = 80^\circ$ ; 19 –  $\theta = 85^\circ$

На рис. 6 показаны ЧХ вышеописанного антенного обтекателя в полосе  $\Delta f_2$  в секторе углов от нормального падения -  $0^\circ$  до скользющего -  $85^\circ$ .

Поскольку введение частотно-избирательного антенного обтекателя может привести к внутреннему рассогласованию в системе антенна – обтекатель, что может негативно отразиться на параметрах антенны первого РЭС, несомненный интерес представляет анализ ЧХ диагональных элементов матрицы рассеяния антенного обтекателя в рабочих поддиапазонах  $\Delta f_1$  и  $\Delta f_2$ .

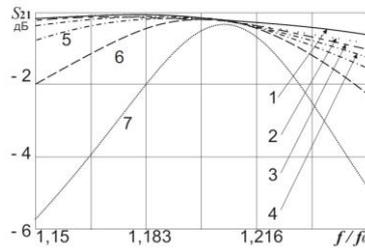


Рис. 6. ЧХ модулей недиагональных элементов матрицы рассеяния металло-диэлектрической ЧИП при различных углах падения  $\theta$ : 1 –  $\theta = 0^\circ$ ; 2 –  $\theta = 10^\circ$ ; 3 –  $\theta = 30^\circ$ ; 4 –  $\theta = 40^\circ$ ; 5 –  $\theta = 50^\circ$ ; 6 –  $\theta = 60^\circ$ ; 7 –  $\theta = 70^\circ$ ; 8 –  $\theta = 80^\circ$

На рис. 7 показаны ЧХ диагональных элементов матрицы рассеяния вышеописанного антенного обтекателя в полосе  $\Delta f_1$  в секторе углов от нормального падения -  $0^\circ$  до скользющего -  $85^\circ$ .

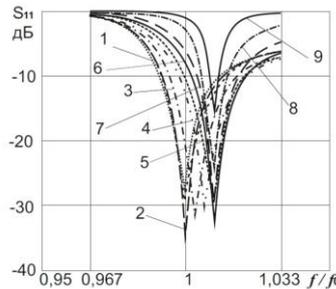


Рис. 7. ЧХ модулей диагональных элементов матрицы рассеяния металло-диэлектрической ЧИП при различных углах падения  $\theta$ : 1 –  $\theta = 0^\circ$ ; 2 –  $\theta = 10^\circ$ ; 3 –  $\theta = 20^\circ$ ; 4 –  $\theta = 30^\circ$ ; 5 –  $\theta = 40^\circ$ ; 6 –  $\theta = 50^\circ$ ; 7 –  $\theta = 60^\circ$ ; 8 –  $\theta = 70^\circ$ ; 9 –  $\theta = 80^\circ$

На рис. 8 показаны ЧХ диагональных элементов матрицы рассеяния вышеописанного антенного обтекателя в полосе  $\Delta f_2$  в секторе углов от нормального падения -  $0^\circ$  до скользющего -  $85^\circ$ .

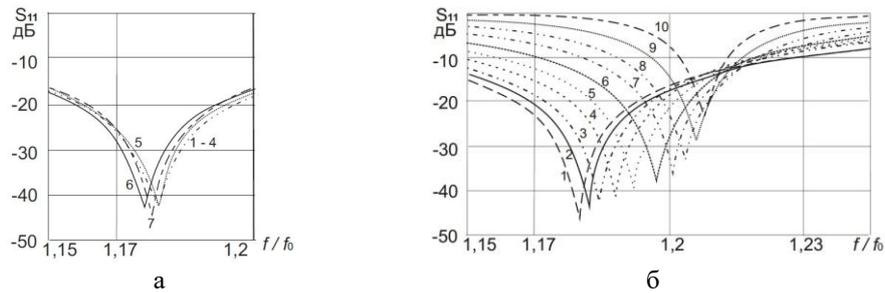


Рис. 8. ЧХ модулей диагональных элементов матрицы рассеяния металло-диэлектрической ЧИП при различных углах падения  $\theta$ : а – углы падения близкие к нормали: 1 –  $\theta = 0^\circ$ ; 2 –  $\theta = 5^\circ$ ; 3 –  $\theta = 10^\circ$ ; 4 –  $\theta = 15^\circ$ ; 5 –  $\theta = 25^\circ$ ; 6 –  $\theta = 30^\circ$ ; 7 –  $\theta = 35^\circ$ ; б – углы падения близкие к скользющему падению: 1 –  $\theta = 40^\circ$ ; 2 –  $\theta = 45^\circ$ ; 3 –  $\theta = 50^\circ$ ; 4 –  $\theta = 55^\circ$ ; 5 –  $\theta = 60^\circ$ ; 6 –  $\theta = 65^\circ$ ; 7 –  $\theta = 70^\circ$ ; 8 –  $\theta = 75^\circ$ ; 9 –  $\theta = 80^\circ$ ; 10 –  $\theta = 85^\circ$

На основе анализа вышеприведенных ЧХ элементов матрицы рассеяния вышеописанного антенного обтекателя получены его угловые характеристики, показанные на рис. 9.

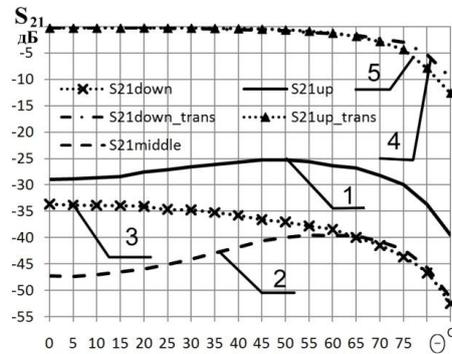


Рис. 9. Угловые характеристики модулей недиагональных элементов матрицы рассеяния металлодиэлектрической ЧИП на различных частотах: 1 – на верхней частоте поддиапазона заграждения  $\Delta f_3$ ; 2 – на центральной частоте  $\Delta f_3$ ; 3 – на нижней частоте  $\Delta f_3$ ; 4 – на частоте  $f_0$ ; 5 – на частоте  $1,17 f_0$

Таким образом, на основании вышеизложенного, можно сделать вывод, что описанный выше частотно-избирательный антенный обтекатель полностью удовлетворяет, предъявляемым к нему требованиям.

Однако, несмотря на то, что описанная выше ЧИП полностью удовлетворяет сформулированным выше требованиям как к уровню развязки на нерабочих частотах, так и допустимым потерям в диапазоне рабочих частот, введение в состав ЧИП тефлоновой сердцевины значительной толщины приводит к существенному росту массы обтекателя. В случае крупноапертурных антенн такое решение может оказаться неприемлемым. Для снижения массы ЧИП заменим тефлоновую сердцевину многослойной воздушно-диэлектрической структурой. Два тонких слоя материала Rogers TMM 4 толщиной  $\sim 0,03\lambda_0$  каждый и разделенные воздушной прослойкой находятся в середине сердцевины. Два слоя из материала Rogers RO3003M той же толщины примыкают к печатным решеткам и, разделенные воздушно-диэлектрическими прослойками, установлены на периферии сердцевины.

На рис. 10 показаны ЧХ модулей элементов поляризационной матрицы рассеяния  $S_{pq}$  данной ЧИП.

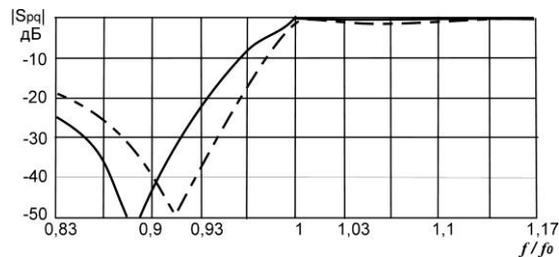


Рис. 10. Частотные зависимости модулей коэффициентов передачи  $S_{pq}$  ( $p \neq q$ ) металлодиэлектрической ЧИП: со сплошной сердцевиной на основе фторопласта – пунктир; с составной сердцевиной в виде многослойной воздушно-диэлектрической структуры – сплошная линия.

Как видно из графиков, частотно-избирательный антенный обтекатель на основе ЧИП с составной сердцевинной в виде многослойной воздушно-диэлектрической структуры, полностью удовлетворяет, предъявляемым к нему требованиям, но по массе является более предпочтительным, нежели обтекатель в виде ЧИП со сплошной сердцевинной на основе фторопласта.

**Заключение.** На основе численных исследований характеристик рассеяния многоэлементных мультипланарных решеток печатных элементов выработаны рекомендации по конструкционным параметрам многослойной ЧИП, выступающей в качестве многофункционального антенного обтекателя цифровой активной фазированной антенной решетки (АФАР) приемо-передающего РЭС. Проведенные численные исследования дают право утверждать, что использование микрополосковых отражательных антенных решеток с печатными элементами, имеющими сложную топологию на многослойных магнитодиэлектрических подложках, открывает дополнительные возможности по частотной фильтрации полей прошедших сквозь такие решетки волн, обеспечивая возможность развязки источников, имеющих близкие рабочие частоты, что позволяет рекомендовать их для использования в составе обтекателей современных РЭС.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Каплун В.А.* Обтекатели антенн СВЧ (Радиотехнический расчет и проектирование). – М.: Сов. радио, 1974. – 240 с.
2. *Красюк В.Н.* Антенны СВЧ с диэлектрическими покрытиями. – Л.: Судостроение, 1986.
3. *Касьянов А.О., Обуховец В.А.* Микрополосковые отражательные антенные решетки. Методы проектирования и численное моделирование: монография. – М.: Радиотехника, 2006. – 240 с.
4. *Касьянов А.О., Обуховец В.А.* Численное исследование многофункциональных обтекателей антенн судовых РЛС // Матер. 3-й МНТК «Перспективные технологии в средствах передачи информации» – (ПТСПИ'99). – Владимир, 1999. – С. 160-166.
5. *Касьянов А.О., Кошкидько В.Г.* Применение электродинамических методов анализа при разработке антенных систем судовых РЛС // Известия ТРТУ. – 2000. – № 1. – С. 19.
6. *Касьянов А.О.* Обтекатель антенны судовой радиолокационной станции // Тр. Международной научной конференции «Излучение и рассеяние электромагнитных волн» ИРЭМВ-2003, 16-20 июня 2003 г. – Таганрог: ТРТУ. – С. 96-99.
7. *Касьянов А.О., Обуховец В.А.* Дифракционные решетки как устройства пространственно-частотной и поляризационной селекции // Сб. трудов III Международного симпозиума «Конверсия науки – международному сотрудничеству» (Сибконверс'99). – Томск, 1999. – С. 406-408.
8. *Kasyanov A.O., Obukhovets V.A.* Polarizing filters, converters and modulators based on controllable microstrip diffraction arrays // Proceedings of III International Seminar/Workshop on DIPED'98, 2-5 November 1998, Tbilisi. – P. 46-49.
9. *Касьянов А.О., Обуховец В.А.* Поляризационные фильтры, преобразователи и модуляторы на основе управляемых микрополосковых дифракционных решеток // Всерос. конф. «Компьютерные технологии в инженерной и управленческой деятельности»: Сб. тр. Ч. 2. – Таганрог, 1999. – С. 121-126.
10. *Munk B.A.* Frequency Selective Surfaces: Theory and Design // John Wiley. US. – 2000.
11. *Schennum G.H.* Frequency-Selective Surfaces for Multiple-Frequency Antennas // Microw. J. – 1973. – Vol. 16 (5). – P. 55-57, 76.
12. *Rubin B.J., Bertoni H.L.* Reflection from a periodically perforated plane using a subsectional current approximation // IEEE Trans. – 1983. – Vol. AP-31, No. 6. – P. 829-836.
13. *Galka M., Edenhofer P.* A novel concept of sandwich-loaded grid for antennas in satellite communications. U.R.S.I. Int. Symp. EM Theory. Budapest. Aug. 1986. Pt. B. – P. 393-395.
14. *Кобак В.О.* Радиолокационные отражатели. – М.: Сов. радио, 1975.
15. *Edenhofer P., Alpaslan A.* Electronically Tunable Frequency Selective Surfaces for Antenna Applications // Proceedings of the 3rd International Conference on Antenna Theory and Techniques, Sevastopol, Ukraine, 8-11 September 1999. – P. 32-35.

16. Шестопалов В.П., Кириленко А.А., Масалов С.А., Сиренко Ю.К. Резонансное рассеяние волн. Т. 1. Дифракционные решетки. – Киев: Наукова думка, 1986.
17. Васильев Е.Н., Ильинский А.С., Свеишиков А.Г. Численные методы решения задач дифракции на локальных неоднородностях // Вычислительные методы и программирование. – М.: МГУ. 1975. – Вып. 24. – С. 3-13.
18. Bailey M.C., Deshpande M.D. Integral equation formulation of microstrip antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1982. – Vol. AP-30, No. 4. – P. 651-656.
19. Касьянов А.О., Обуховец В.А. Металлодиэлектрические частотно-избирательные поверхности // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2009. – Т. 14, № 11. – С. 29-38.
20. Guo Y.J., Barton S.K. Phase Correcting Zonal Reflector Incorporating Rings // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1995. – Vol. AP-43, No. 4. – P. 350-355.
21. Касьянов А.О. Частотно-избирательные поверхности. Методы проектирования и области применения: монография. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2019. – 150 с.
22. Moore J., Pizer R. Moment Methods in Electromagnetics. Techniques and Applications. – N.Y.: John Wiley & Sons Inc., 1981.
23. Rubin B.J. Scattering from a periodic arrays of apertures or plates where the conductors have arbitrary shape, thickness, and resistivity // IEEE TAP. – November, 1986. – Vol. AP-34, No 11.
24. Касьянов А.О., Касьянова А.Н. Электродинамический анализ и разработка САПР-ориентированных математических моделей печатных антенных решеток: монография. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮБК, 2017. – 300 с.
25. Harrington R.F. Field Computation by Moment Method. – N.Y.: McMillan, 1968.

## REFERENCES

1. Kaplun V.A. Obtekateli antenn SVCh (Radiotekhnicheskiy raschet i proektirovanie) [Fairings of microwave antennas (Radio engineering calculation and design)]. Moscow: Sov. radio, 1974, 240 p.
2. Krasnyuk V.N. Antenny SVCh s dielektricheskimi pokrytiyami [Microwave antennas with dielectric coatings]. Leningrad: Sudostroenie, 1986.
3. Kas'yanov A.O., Obukhovets V.A. Mikropoloskovye otrazhatel'nye antennye reshetki. Metody proektirovaniya i chislennoe modelirovanie: monografiya [Microstrip reflective antenna arrays. Design methods and numerical modeling: monograph]. Moscow: Radiotekhnika, 2006, 240 p.
4. Kas'yanov A.O., Obukhovets V.A. Chislennoe issledovanie mnogofunktsional'nykh obtekatel'ey antenn sudovykh RLS [Numerical study of multifunctional radome radars antennas], Mater. 3-y MNTK «Perspektivnye tekhnologii v sredstvakh peredachi informatsii» – (PTSPI'99) [Materials of 3-th international science-technical conference "Perspective technologies in the mass of information transmission" – (PDP'99)]. Vladimir, 1999, pp. 160-166.
5. Kas'yanov A.O., Koshkid'ko V.G. Primenenie elektrodinamicheskikh metodov analiza pri razrabotke antennykh sistem sudovykh RLS [Application of electrodynamic analysis methods in the development of ship radar antenna systems], *Izvestiya TRTU* [Izvestiya TSURE], 2000, No. 1, pp. 19.
6. Kas'yanov A.O. Obtekatel' antenny sudovoy radiolokatsionnoy stantsii [Ship radar antenna fairing], *Tr. Mezhdunarodnoy nauchnoy konferentsii «Izluchenie i rasseyaniye elektromagnitnykh voln» IREMV-2003, 16-20 iyunya 2003 g.* [Proceedings of the International Scientific Conference "Radiation and Scattering of electromagnetic waves" IREMV-2003, June 16-20, 2003]. Taganrog: TRTU, pp. 96-99.
7. Kas'yanov A.O., Obukhovets V.A. Difraktsionnye reshetki kak ustroystva prostranstvenno-chastotnoy i polarizatsionnoy selektsii [Diffraction gratings as devices of spatial-frequency and polarization selection], *Sb. trudov III Mezhdunarodnogo simpoziuma «Konversiya nauki – mezhdunarodnomu sotrudnichestvu» (Sibkonvers'99)* [Proceedings of the III International Symposium "Conversion of Science to International Cooperation"(Sibconvers ' 99)]. Tomsk, 1999, pp. 406-408.
8. Kasyanov A.O., Obukhovets V.A. Polarizing filters, converters and modulators based on controllable microstrip diffraction arrays, *Proceedings of III International Seminar/Workshop on DIPED '98, 2-5 November 1998, Tbilisi*, pp. 46-49.

9. Kas'yanov A.O., Obukhovets V.A. Polarizatsionnye fil'try, preobrazovateli i modulyatory na osnove upravlyaemykh mikropoloskovykh difraktsionnykh reshetok [Polarized filters, converters and modulators based on controlled microstrip diffraction gratings], *Vseros. konf. «Komp'yuternye tekhnologii v inzhenernoy i upravlencheskoy deyatel'nosti»: Sb. tr.* [All-Russian Conference " Computer Technologies in Engineering and Management Activities»: Collection of works]. Part 2. Taganrog, 1999, pp. 121-126.
10. Munk B.A. Frequency Selective Surfaces: Theory and Design, *John Wiley. US*, 2000.
11. Schennum G.H. Frequency-Selective Surfaces for Multiple-Frequency Antennas, *Microw. J.*, 1973, Vol. 16 (5), pp. 55-57, 76.
12. Rubin B.J., Bertoni H.L. Reflection from a periodically perforated plane using a subsectional current approximation, *IEEE Trans.*, 1983, Vol. AP-31, No. 6, pp. 829-836.
13. Galka M., Edenhofer P. A novel concept of sandwich-loaded grid for antennas in satellite communications. U.R.S.I. Int. Symp. EM Theory. Budapest. Aug. 1986. Pt. B, pp. 393-395.
14. Kobak V.O. Radiolokatsionnye otrazhateli [Radar reflectors]. Moscow: Sov. radio, 1975.
15. Edenhofer P., Alpaslan A. Electronically Tunable Frequency Selective Surfaces for Antenna Applications, *Proceedings of the 3rd International Conference on Antenna Theory and Techniques, Sevastopol, Ukraine, 8-11 September 1999*, pp. 32-35.
16. Shestopalov V.P., Kirilenko A.A., Masalov S.A., Sirenko Yu.K. Rezonansnoe rasseyaniye voln [Resonance scattering of waves]. Vol. 1. *Difraktsionnyye reshetki* [Diffraction gratings]. Kiev: Naukova dumka, 1986.
17. Vasil'ev E.N., Il'inskiy A.S., Sveshnikov A.G. CHislennyye metody resheniya zadach difraktsii na lokal'nykh neodnorodnostyakh [Numerical methods for solving diffraction problems on local inhomogeneities], *Vychislitel'nye metody i programmirovaniye* [Computational methods and programming]. Moscow: MGU. 1975, Issue 24, pp. 3-13.
18. Bailey M.C., Deshpande M.D. Integral equation formulation of microstrip antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1982, Vol. AP-30, No. 4, pp. 651-656.
19. Kas'yanov A.O., Obukhovets V.A. Metalldielektricheskie chastotno-izbiratel'nye poverkhnosti [Metal-dielectric frequency-selective surfaces], *Elektromagnitnye volny i elektronnyye sistemy* [Electromagnetic waves and electronic systems], 2009, Vol. 14, No. 11, pp. 29-38.
20. Guo Y.J., Barton S.K. Phase Correcting Zonal Reflector Incorporating Rings, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1995, Vol. AP-43, No. 4, pp. 350-355.
21. Kas'yanov A.O. Chastotno-izbiratel'nye poverkhnosti. Metody proektirovaniya i oblasti primeneniya: monografiya [Frequency-selective surfaces. Design methods and applications: monograph]. Taganrog: Izd-vo YuFU, 2019, 150 p.
22. Moore J., Pizer R. Moment Methods in Electromagnetics. Techniques and Applications. N.Y.: John Wiley & Sons Inc., 1981.
23. Rubin B.J. Scattering from a periodic arrays of apertures or plates where the conductors have arbitrary shape, thickness, and resistivity, *IEEE TAP*. November, 1986, Vol. AP-34, No 11.
24. Kas'yanov A.O., Kas'yanova A.N. Elektrodinamicheskyy analiz i razrabotka SAPR-orientirovannykh matematicheskikh modeley pechatnykh antenykh reshetok: monografiya [Electrodynamics analysis and development of CAD-oriented mathematical models of printed antenna arrays: monograph]. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuYK, 2017, 300 p.
25. Harrington R.F. Field Computation by Moment Method. N.Y.: McMillan, 1968.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Д.Д. Габриэлян.

**Касьянов Александр Олегович** – Южный федеральный университет; e-mail: kasao@mail.ru, kasyanovao@sfedu.ru; 347900, Ростов-на-Дону, ул. Б. Садовая, 105; кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем; д.т.н.; профессор.

**Kasyanov Aleksandr Olegovich** – Southern Federal University; e-mail: kasao@mail.ru, kasyanovao@sfedu.ru; 105, Bolshaya Sadovaya street, Rostov-on-Don, 347900, Russia; the department of radio engineering and telecommunication systems; dr. of eng. sc.; professor.

**С.М. Гушанский, Ю.М. Бородянский, В.С. Потапов**

### **РАЗРАБОТКА МИКРОКОМАНД И ОСНОВНЫХ БЛОКОВ АППАРАТНОГО УСКОРИТЕЛЯ КВАНТОВЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ**

*На всех этапах развития информационных технологий уделялось и уделяется в настоящее время большое внимание вопросам моделирования функционирующих специализированных высокопроизводительных вычислительных систем, позволяющих обеспечивать необходимые показатели по быстродействию в сочетании с минимизированными затратами программных ресурсов и потребляемой энергии. Разработанная информационная система, ориентированная на человеко-машинное взаимодействие, позволяет наглядно увидеть сильные и слабые стороны разрабатываемого квантового вычислительного устройства, доказать преимущества его использования. Разрабатываемая моделирующая информационная система является наглядным пособием для понимания основных методов взаимодействия информационных процессов и информационных ресурсов. Ряд важнейших задач не может быть решен с помощью классических вычислительных машин, в том числе, классических суперкомпьютеров, за разумное время. В последнее время наблюдается стремительный рост интереса к квантовым компьютерам. Данная статья посвящена решению задачи исследования и разработки схемы и методики симуляции аппаратного ускорителя квантовых вычислений. Работа затрагивает задачи исследования и разработки методов функционирования квантовых схем и моделей квантовых вычислительных устройств. Актуальность данных исследований заключается в математическом и программном моделировании и реализации основополагающих компонентов моделей квантовых вычислений. Научная новизна данного направления выражается в оптимизации квантового вычислительного процесса. Научная новизна данного направления в первую очередь выражается в постоянном обновлении и дополнении поля квантовых исследований по ряду направлений. Целью работы является реализация методики построения аппаратного ускорителя. Реализовано техническое обеспечение информационной квантовой системы и процессов, в том числе новые программные средства передачи и представления информации. Использование информационной системы квантовых вычислений отличается от своих аналогов существенным увеличением скорости решения вычислительных задач и, самое главное, экспоненциальным увеличением скорости решения NP-полных задач, которые на классических машинах могут решаться за неприемлемое время. В следствии того, что класс NP задач широк, применимость и значимость разработанной методики построения модульной системы квантовых вычислений не вызывает сомнения.*

*Моделирование; квантовый алгоритм; кубит; модель квантового вычислителя; запутывание; суперпозиция; квантовый оператор.*

**S.M. Gushanskiy, Yu.M. Borodyansky, V.S. Potapov**

### **DEVELOPMENT OF MICRO-COMMANDS AND BASIC UNITS OF THE HARDWARE ACCELERATOR OF QUANTUM CALCULATIONS**

*At all stages of the development of information technology, much attention has been paid to the issues of modeling functioning specialized high-performance computing systems, which make it possible to provide the necessary performance indicators in combination with minimized costs of software resources and energy consumption. The developed information system, focused on human-machine interaction, allows you to clearly see the strengths and weaknesses of the developed quantum computing device, to prove the advantages of its use. The developed modeling information system is a visual aid for understanding the main methods of interaction between information processes and information resources. A number of the most important problems cannot be solved using classical computers, including classical supercomputers, in a reasonable time. Recently, there has been a surge in interest in quantum computers. This article is devoted to solving the problem of research and development of a circuit and a simulation technique for a hardware accelerator of quantum computing. The work touches upon the problems of research and devel-*

opment of methods for the functioning of quantum circuits and models of quantum computing devices. The relevance of these studies lies in the mathematical and software modeling and implementation of the fundamental components of quantum computing models. The scientific novelty of this direction is expressed in the optimization of the quantum computational process. The scientific novelty of this area is primarily expressed in the constant updating and supplementing of the field of quantum research in a number of areas. The aim of this work is to implement a technique for constructing a hardware accelerator. The technical support of the information quantum system and processes has been implemented, including new software for the transmission and presentation of information. The use of a quantum computing information system differs from its counterparts by a significant increase in the speed of solving computational problems and, most importantly, by an exponential increase in the speed of solving NP-complete problems that can be solved on classical machines in unacceptable time. Due to the fact that the class of NP problems is wide, the applicability and significance of the developed method for constructing a modular system of quantum computing is beyond doubt.

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

**Введение.** Происходящий в мире прогресс в области квантовой обработки информации открыл новые перспективы использования квантово-механических явлений для обработки информации. Были разработаны примитивные аналоги квантового компьютера и безопасные квантовые криптографические системы, но пока не создано еще полноценного квантового вычислителя и первоначальной задачей является реализация модели квантового вычислителя и методики его построения с помощью существующих средств.

Наибольшей перспективой среди сверхбыстрых параллельных вычислений является квантовое вычислительное устройство. Идеи по созданию таких типов устройств, которые осуществляют информационную обработку с помощью механизма теории квантовой механики, были высказаны физиком в 1982 г. Р. Фейнманом. Квантовое устройство способно эффективно работать с невыполнимыми для классических ЭВМ задачами за уместное время. Сейчас имеются работающие модели квантового устройства, хотя не все квантовые алгоритмы реализовываются с их помощью. В таких алгоритмах выполняется моделирование на ЭВМ с классической архитектурой. Полезное моделирование квантового вычислительного процесса не возможен на классической ЭВМ из-за самого процесса математического моделирования, носящего экспоненциальный рост.

В свою очередь, в 1994 г. П. Шор показал, как при помощи гипотетически существующего квантового компьютера можно разложить огромные числа на простые сомножители за полиномиальное время. Это событие создало огромный толчок в области квантовых вычислений и его можно назвать отправной точкой, начиная с которой, начали набирать популярность идеи по моделированию квантовых вычислений.

Другим фактором, который вызывает интерес к данной области, является то, что согласно закону Мура, размер транзисторов в микросхемах ЭВМ с каждым годом становится все меньше. Причем уменьшение идет в экспоненциальной прогрессии. Это означает, что через несколько лет, размер транзистора будет сравним с размером атома, где уже не действуют привычные законы физики и приходится пользоваться элементами квантовой механики.

Также на сегодняшний момент предложены варианты физического исполнения квантового компьютера, среди них:

- ◆ квантовый компьютер на ионных ловушках;
- ◆ ядерные магнитно-резонансные квантовые компьютеры;
- ◆ твердотельные квантовые компьютеры на квантовых точках;
- ◆ квантовые компьютеры на сверхпроводниковых элементах.

Однако данные реализации пока не представляют возможности вычисления на них серьезных задач, таких как, упомянутый алгоритм факторизации Шора.

В то же время моделирование квантовых вычислений представляет огромное поле исследований, так как новые квантовые алгоритмы нуждаются в проверке их эффективной работы на квантовом компьютере. Для этой цели создаются симуляторы квантового вычислителя, однако не все из моделей получаются эффективными с точки зрения производительности и объема используемой памяти на классических ЭВМ.

Область моделирования квантовых вычислений на сегодняшний день использует все возможные ресурсы для достижения наибольшей эффективности работы при симуляции процессов квантовых вычислений и затрагивает такие подходы как:

- ◆ моделирование квантовых вычислений на многопроцессорных вычислительных системах;
- ◆ моделирование квантовых вычислений при помощи видеокарт;
- ◆ моделирование на ПЛИС.

Как видно данные подходы к моделированию все больше углубляются в аппаратную часть. Поэтому разработка методики создания аппаратного ускорителя для моделирования квантовых вычислений носит актуальный и перспективный характер, так как заведомо понятно, что при использовании проблемно-ориентированного процессора, или в данном случае ускорителя, задача, для которой он создается, решается в разы быстрее. Понятие же ускоритель, а не процессор, выходит из того, что квантовый процессор теоретически призван не заменять классические ЦПУ, а только увеличить скорость работу для определенного рода задач.

**1. Общая схема аппаратного ускорителя квантовых вычислений.** Данная методика предлагается под действием тех факторов, что сейчас моделирование квантовых вычислений все больше начинает использовать нестандартную аппаратуру для повышения производительности моделей. Совмещая вычислительные возможности проблемно-ориентированной аппаратной части и алгоритмы оптимизации, которые позволяют минимизировать количество обрабатываемых состояний модели квантового регистра предлагается методика, которая позволяет учитывать такие особенности модели квантового компьютера как:

- ◆ работа с комплексными числами;
- ◆ матричные и векторные операции (преобразование при помощи квантовых вентилях);
- ◆ параллелизм вычислений.

Общая схема аппаратного ускорителя изображена на рис. 1. Блоки «Устройство управления» (УУ) и «Память микропрограммы» (ПМ) являются стандартными при реализации ускорителей. Главными функциями УУ являются осуществление инициализации данных, организация выборки и исполнение команды из ПМ. Также УУ необходимо получать данные извне и правильно их обрабатывать. Однако поскольку существует большое количество интерфейсов, то схема контроллера интерфейса здесь не рассматривается и будем условно предполагать, что данные поступают с шины X, данные на которой формируются контроллером интерфейса ускорителя. Далее следуют блоки специфичные для ускорителя квантовых вычислений, а именно «Блок генерации пар индексов состояний» (БГИС) и «Блок управления АЛУ и выборки состояний из ОЗУ» (БУАиВС).

БГИС реализует алгоритм, который ищет последовательность состояний, в зависимости от операции (однокубитовая или многокубитовая) и кубита(ов) на который будет применяться данное воздействие. Сигналы выборки с БГИС посту-

пают на вход БУАиВС, который определяет как наиболее эффективно извлечь данные из «блока ОЗУ» (БО), так как ОЗУ может быть несколько для увеличения производительности и организации параллелизма вычислений.

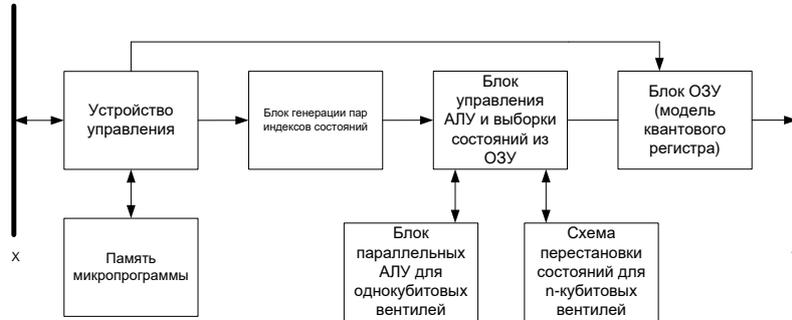


Рис. 1. Общая схема аппаратного ускорителя квантовых вычислений

«Блок параллельных АЛУ» (БПА) и «Схема перестановки состояний» (СПС) осуществляют непосредственно операции над данными, извлеченными из ОЗУ.

По окончании вычислений УУ посылает сигнал в блок ОЗУ для выдачи результата на шину Y. Как и в случае получения данных, шину Y можно рассматривать как контроллер интерфейса, по которому осуществляется связь с ПК.

Методика построения такого рода ускорителя состоит из следующих пунктов.

а) Создание формата данных, который позволит уменьшить количество действий, затрачиваемых на арифметические операции.

б) Применение алгоритма оптимизации для уменьшения действий, связанных с конструированием матрицы преобразования квантового вентиля. Данный алгоритм реализуется в БГИС (рис. 1).

в) Создание блоков БПА и СПС, которые являются основными вычисляющими схемами в структуре ускорителя.

г) Создание схемы управления АЛУ и выборки состояний из ОЗУ, которая позволит делать парную выборку состояний из блока ОЗУ. Можно использовать каскад из двух портовых ОЗУ, для осуществления одновременной выборки пар состояний.

д) Блоки УУ и ПМ являются общими для различных типов ускорителей. Создание данных блоков является типовым, а именно: при запуске вычислений УУ начинает считывать микрокоманду из ПМ и затем, дешифровав ее, передает управляющие сигналы на БГИС.

е) Осуществление инициализации модели квантового регистра. При инициализации модель квантового регистра, в нашем случае ОЗУ или каскад из ОЗУ, принимает вид как показано на рис. 1. Поэтому в качестве начальных данных, которые необходимы для запуска вычислений, следует передать через интерфейс (шина X на рис. 1) номер состояния, который будет равен 1. Остальные состояния следует проинициализировать нулями.

ж) Реализация считывания информации может происходить как на самом ускорителе, так и вне его. При считывании, согласно физике процесса квантовых вычислений, происходит коллапс волновой функции. Поэтому в зависимости от объема оставшегося места на кристалле (ПЛИС или жесткая логика) можно предложить схему осуществляющую последовательность действий, либо передать все данные в виде амплитуд состояний по интерфейсу на управляющий вычислитель.

Основными задачами схемы управляющего устройства (УУ) являются:

♦ инициализация памяти микропрограммы (ПМ), которая поступает с контроллера шины интерфейса;

- ◆ инициализация модели квантового регистра (на рис. 1 блок параллельных ОЗУ);
- ◆ считывание и дешифрация микрокоманд из ПМ;
- ◆ остановка вычислений и генерация сигнала выдачи данных на контроллер шины интерфейса.

Инициализация памяти микропрограммы осуществляется, когда по шине интерфейса начинает поступать информация в виде микрокоманд. После инициализации ПМ блок УУ ожидает сигнала на запуск выполнения микропрограммы.

УУ считывает и дешифрирует микрокоманду и в зависимости от типа микрокоманды может генерировать следующие сигналы:

- ◆ сигналы инициализации ОЗУ, хранящее вектор состояний (модель квантового регистра);
- ◆ сигналы, необходимые для вычислений квантового вентиля (вентили могут быть однокубитовыми, двухкубитовыми и трехкубитовыми);
- ◆ сигналы конца вычислений, которые сопровождаются сигналами, инициализирующими считывание вектора состояний, хранящимися в блоке параллельных ОЗУ.

Формат микрокоманды такого ускорителя может быть представлен следующим образом:



Рис. 2. Формат микрокоманды ускорителя

Так как методика аппаратного ускорителя приводится для переменного количества кубитов и вентилях (т.е. количество кубитов и операций может быть разным для ускорителей такого типа), дается только формат представления микрокоманды без фиксированного значения полей. Однако поле «Код операции» фиксированной величины 2 бита может содержать следующие значения:

- ◆ «00» – код операции «старт вычислений»; по данной операции происходит инициализация остальных блоков ускорителя;
- ◆ «01» – код операции «квантовый вентиль»; по данной операции происходит дешифрация остальных полей микрокоманды и генерация сигналов, поступающих на блок расчета выборки состояний из ОЗУ.
- ◆ «11» – код операции «конец вычислений»; по данной операции происходит генерация сигналов для выдачи информации с ОЗУ на контроллер шины интерфейса.

Поле «Код вентиля» содержит код операции преобразования или квантовый вентиль. В зависимости от количества кубитов, с которыми вентиль взаимодействует, далее идут 3 поля «Номер кубита». Как правило, основные квантовые вентили содержат не более трех кубитов. Также существует вентили, применяемые ко всему квантовому регистру, например гейт Уолша-Адамара в алгоритме Гровера. Однако такие вентили могут быть представлены в базисе вентилях с меньшим количеством кубитов.

Блок управления АЛУ и выборки состояний из ОЗУ (УАЛУиВС) является связующим блоком между ОЗУ и блоком параллельных АЛУ. Его графическое изображение представлено на рис. 3.

На вход данного блока поступают сигналы с блока выборки состояний «STATE1» и «STATE2» – пара указателей на состояния в ОЗУ. По данным состояниям блок выборки состояний из ОЗУ формирует адреса, по которым хранятся состояния модели квантового регистра, представленном двухпортовым ОЗУ.

Так как блок параллельных АЛУ функционирует независимо от блока выборки состояний, то необходимо предусмотреть вариант, когда все АЛУ будут заняты вычислениями. Для такой ситуации устанавливается флаг «HALT» для приостановки генерации пар состояний.

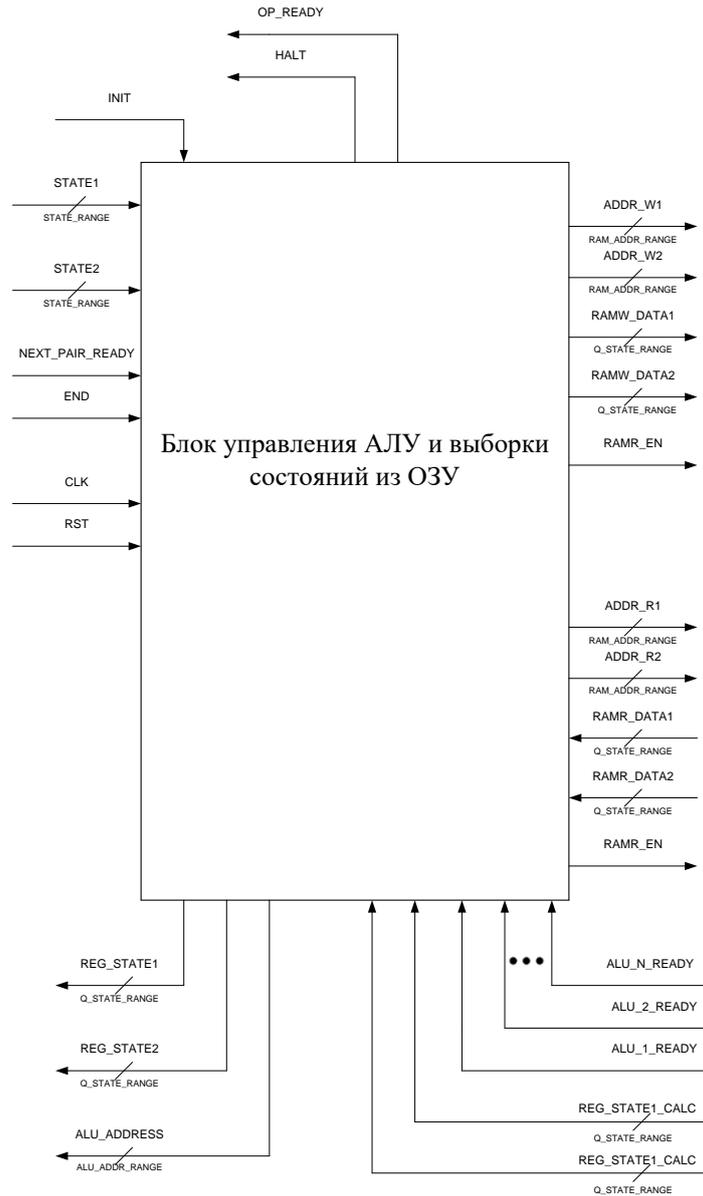


Рис. 3. Графическое представление блока управления АЛУ и выборки состояний из ОЗУ

Для отслеживания занятых АЛУ необходимо иметь в рассматриваемом блоке регистр, каждый бит которого является флагом, сигнализирующем о том занято в данный момент соответствующее АЛУ или нет. Бит устанавливается в 1 при пересылке данных конкретному АЛУ и сбрасывается, если сигнал «ALU\_I\_READY» (I – номер АЛУ) становится равным 1.

Кроме того, в период вычисления определенным АЛУ новых состояний модели квантового регистра, необходимо хранить адреса состояний, которые в данный момент участвуют в вычислениях, для их обратной записи в ОЗУ.

Также данный блок отвечает за инициализацию вектора состояний, который хранится (модель квантового регистра) в ОЗУ. По сигналу INIT блок УАЛУиВС записывает в состояние «STATE1» число 1 в комплексном виде.

**2. Создание схемы вычислений для однокубитовых вентилей.** Для проверки методики синтезируем модель квантового вычислителя, состоящего из 5 кубитов и будем воздействовать на него однокубитовыми преобразованиями согласно последовательности генерации состояний на рис. 4.

Для доказательства работоспособности схемы и для расчета эффективности ускорителя используется САПР Quartus II. Данная САПР позволяет промоделировать поведение синтезируемой схемы на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС). Также будут получены результаты по возможности реализации данного ускорителя на ПЛИС. Схема на уровне регистровых передач представлена с помощью инструмента RTLViewer Quartus II.

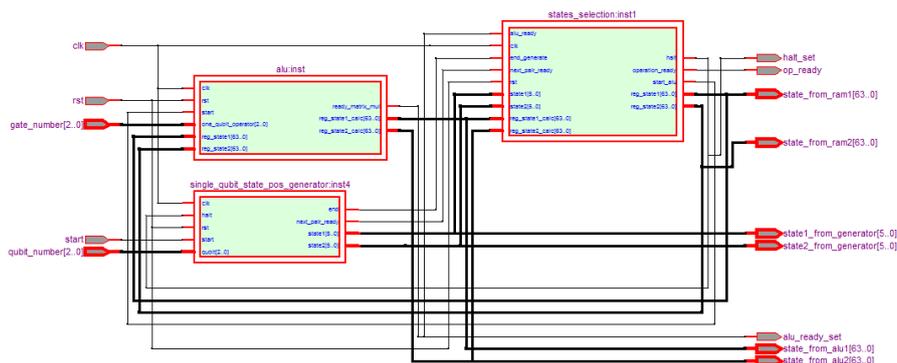


Рис. 4. Схема вычисления однокубитовых операций на уровне регистровых передач

### 3. Синтез блока генерации пар состояний для однокубитовых вентилей.

Для проверки работоспособности блока было проведено его моделирование. Результаты моделирования блока ГСОВ в САПР Quartus II изображены на рис. 5 в виде временной диаграммы.

Как видно из рис. 5 схема генерирует пары индексов состояний по линиям state1 и state2. Промежуток между индексами определяется номером кубита, на который воздействует квантовый вентиль. На временной диаграмме изображен случай, когда кубит под номером 3 подвергается воздействию однокубитового вентиля. При генерации новой пары состояний сигнал next\_pair\_ready устанавливается в единицу, а при окончании вычислений сигнал end.

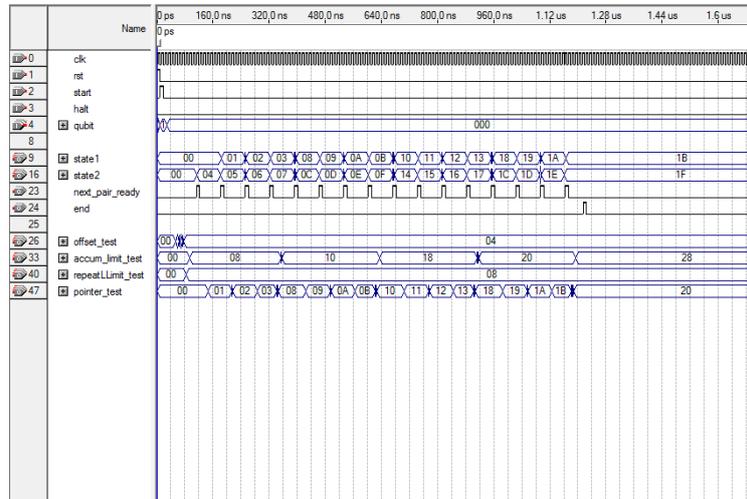


Рис. 5. Временная диаграмма работы блока генерации состояний для однокубитовых вентилей

**Заключение.** Целью работы является реализация методики построения аппаратного ускорителя и его основных компонентов. Основной целью методики, увеличивающей эффективность моделирования, является уменьшение количества данных, которые необходимо обрабатывать при моделировании квантовых вентилей. Алгоритмы теории графов или диаграмм решений мало подходят для данной задачи, так как для их реализации потребуется реализовывать тензорные произведения матриц, что удобнее сделать на программном симуляторе. Также стоит отметить все более растущий интерес к моделированию квантовых вычислений на специальных аппаратных средствах, таких как видеокарты или суперЭВМ. Поэтому представленная в работе методика является актуальной, так как сочетает программные решения в области оптимизации за последние несколько лет и недавно изученные способы моделирования квантовых вычислений.

**Благодарности.** Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-07-00916.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Raedt K.D., Michielsen K., De Raedt H., Trieu B., Arnold G., Marcus Richter, Th Lip-pert, Watanabe H., and Ito N. Massively parallel quantum computer simulator // Computer Physics Communications. – Vol. 176. – P. 121-136.
2. Boixo S., Isakov S.V., Smelyanskiy V.N., Babbush R., Ding N., Jiang Z., Martinis J.M., and Neven H. Characterizing quantum supremacy in near-term devices. arXiv pre-print arXiv:1608.00263.
3. Stierhoff G.C., Davis A.G. A History of the IBM Systems // Journal In: IEEE Annals of the History of Computing. – Vol. 20, Issue 1. – P. 29-35.
4. Lipschutz S., Lipson M. Linear Algebra (Schaum’s Outlines). – 4th ed. McGraw Hill.
5. Collier David. The Comparative Method. In Ada W. Finifter, ed. Political Sciences: The State of the Discipline II. Washington, DC: American Science Association. – P. 105-119.
6. Vectorization. – <https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Vectorization&id=829988201>.
7. Williams C.P. Explorations in Quantum Computing. Texts in Computer Science. Chapter 2. Quantum Gates. – Springer, 2011. – P. 51-122.
8. Olukotun K. Chip Multiprocessor Architecture – Techniques to Improve Throughput and Latency. – Morgan and Claypool Publishers, 2007.

9. *Potapov V., Guzik V., Gushanskiy S., Polenov M.* Complexity Estimation of Quantum Algorithms Using Entanglement Properties In: Informatics, Geoinformatics and Remote Sensing // Proceedings of 16-th International Multidisciplinary Scientific Geoconference, SGEM 2016, Bulgaria). – Vol. 1. STEF92 Technology Ltd., 2016. – P. 133-140.
10. Inverter (logic gate). – [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Inverter\\_\(logic\\_gate\)&oldid=844691629](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Inverter_(logic_gate)&oldid=844691629).
11. *Lachowicz P.* Walsh – Hadamard Transform and Tests for Randomness of Financial Return-Series. – <http://www.quantatrisk.com/2015/04/07/walsh-hadamard-transform-python-tests-for-randomness-of-financial-return-series/>.
12. *Potapov V., Gushanskiy S., Guzik V., Polenov M.* The Computational Structure of the Quantum Computer Simulator and Its Performance Evaluation // In: Software Engineering Perspectives and Application in Intelligent Systems. Advances in Intelligent Systems and Computing. – Springer, 2019. – Vol. 763. – P. 198-207.
13. Quantum phase estimation algorithm. (2016, Nov 03). In Wikipedia, The Free Encyclopedia. Retrieved 05:15, July 27, 2016, from [https://en.wikipedia.org/w/index.php?Title=Quantum\\_phase\\_estimation\\_algorithm&oldid=731732789](https://en.wikipedia.org/w/index.php?Title=Quantum_phase_estimation_algorithm&oldid=731732789).
14. *Richard G. Milner.* A Short History of Spin // Contribution to the XVth International Workshop on Polarized Sources, Targets, and Polarimetry. – Charlottesville, Virginia, USA, September 9-13, 2013. – arXiv:1311.5016.
15. *Гушанский С.М., Потапов В.С.* Методика разработки и построения квантовых алгоритмов // Информатизация и связь. – 2017. – № 3. – С. 101-104.
16. *Гушанский С.М., Поленов М.Ю., Потапов В.С.* Реализация компьютерного моделирования системы с частицей в одномерном и двухмерном пространстве на квантовом уровне // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2017. – № 3. – С. 223-233.
17. *Hales S. Hallgren.* An improved quantum Fourier transform algorithm and applications // Proceedings of the 41st Annual Symposium on Foundations of Computer Science, November 12–14, 2000. – P. 515.
18. *Potapov V., Gushanskiy S., Polenov M.* The Methodology of Implementation and Simulation of Quantum Algorithms and Processes // 2017 11th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT). – Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2017. – P. 437-441.
19. Quantum programming. (2016, Nov 03). In Wikipedia, The Free Encyclopedia. Retrieved 17:50, September 20, 2016, from [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Quantum\\_programming&oldid=740376291](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Quantum_programming&oldid=740376291).
20. Wikipedia contributors. (2018, November 27). IBM Q Experience. In Wikipedia, The Free Encyclopedia. Retrieved 17:28, January 31, 2019, from [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=IBM\\_Q\\_Experience&oldid=87087480](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=IBM_Q_Experience&oldid=87087480).
21. Quantum mechanics. (2017, March 29). In Wikipedia, The Free Encyclopedia. Retrieved 15:50, March 30, 2017. – URL: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Quantum\\_mechanics&oldid=772744105](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Quantum_mechanics&oldid=772744105).
22. *Boneh D., Zhandry M.* Quantum-secure message authentication codes // In Proceedings of Eurocrypt. – 2013. – P. 592-608.
23. *Potapov V., Gushanskiy S., Guzik V., Polenov M.* Architecture and Software Implementation of a Quantum Computer Model // Advances in Intelligent Systems and Computing. – Springer Verlag, 2016. – Vol. 465. – P. 59-68.
24. *Bennett C.H., Shor P.W., Smolin J.A., Thapliyal A.V.* Entanglement-assisted Capacity of a Quantum Channel and the Reverse Shannon Theorem // IEEE Transactions on Information Theory. – 2002. – Vol. 48. – P. 26-37.
25. *Kleppner D., Kolenkow R.* An Introduction to Mechanics (Second ed.). – Cambridge: Cambridge University Press. – 2014. – 49 p.

## REFERENCES

1. *Raedt K.D., Michielsen K., De Raedt H., Trieu B., Arnold G., Marcus Richter, Th Lip-pert, Watanabe H., and Ito N.* Massively parallel quantum computer simulator, *Computer Physics Communications*, Vol. 176, pp. 121-136.

2. Boixo S., Isakov S.V., Smelyanskiy V.N., Babbush R., Ding N., Jiang Z., Martinis J.M., and Neven H. Characterizing quantum supremacy in near-term devices. arXiv pre-print arXiv:1608.00263.
3. Stierhoff G.C., Davis A.G. A History of the IBM Systems, *Journal In: IEEE Annals of the History of Computing*, Vol. 20, Issue 1, pp. 29-35.
4. Lipschutz S., Lipson M. Linear Algebra (Schaum's Outlines). 4th ed. McGraw Hill.
5. Collier David. The Comparative Method. In Ada W. Finifter, ed. Political Sciences: The State of the Discipline II. Washington, DC: American Science Association, pp. 105-119.
6. Vectorization. Available at: <https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Vectorization&oldid=829988201>.
7. Williams C.P. Explorations in Quantum Computing. Texts in Computer Science. Chapter 2. Quantum Gates. Springer, 2011, pp. 51-122.
8. Olukotun K. Chip Multiprocessor Architecture – Techniques to Improve Throughput and Latency. Morgan and Claypool Publishers, 2007.
9. Potapov V., Guzik V., Gushanskiy S., Polenov M. Complexity Estimation of Quantum Algorithms Using Entanglement Properties In: Informatics, Geoinformatics and Remote Sensing, *Proceedings of 16-th International Multidisciplinary Scientific Geoconference, SGEM 2016, Bulgaria*. Vol. 1. STEF92 Technology Ltd., 2016, pp. 133-140.
10. Inverter (logic gate). Available at: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Inverter\\_\(logic\\_gate\)&oldid=844691629](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Inverter_(logic_gate)&oldid=844691629).
11. Lachowicz P. Walsh – Hadamard Transform and Tests for Randomness of Financial Return-Series. – <http://www.quantatrisk.com/2015/04/07/walsh-hadamard-transform-python-tests-for-randomness-of-financial-return-series/>.
12. Potapov V., Gushanskiy S., Guzik V., Polenov M. The Computational Structure of the Quantum Computer Simulator and Its Performance Evaluation, *In: Software Engineering Perspectives and Application in Intelligent Systems. Advances in Intelligent Systems and Computing*. Springer, 2019, Vol. 763, pp. 198-207.
13. Quantum phase estimation algorithm. (2016, Nov 03). In Wikipedia, The Free Encyclopedia. Retrieved 05:15, July 27, 2016, from [https://en.wikipedia.org/w/index.php?Title=Quantum\\_phase\\_estimation\\_algorithm&oldid=731732789](https://en.wikipedia.org/w/index.php?Title=Quantum_phase_estimation_algorithm&oldid=731732789).
14. Richard G. Milner. A Short History of Spin, *Contribution to the XVth International Workshop on Polarized Sources, Targets, and Polarimetry*. Charlottesville, Virginia, USA, September 9-13, 2013. arXiv:1311.5016.
15. Gushanskiy S.M., Potapov V.S. Metodika razrabotki i postroeniya kvantovykh algoritmov [Methods of development and construction of quantum algorithms], *Informatizatsiya i svyaz'* [informatization and communication], 2017, No. 3, pp. 101-104.
16. Gushanskiy S.M., Polenov M.Yu., Potapov V.S. Realizatsiya komp'yuternogo modelirovaniya sistemy s chastitsey v odnomernom i dvukhmernom prostranstve na kvantovom urovne [Implementation of computer simulation of a system with a particle in one-dimensional and two-dimensional space at the quantum level], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2017, No. 3, pp. 223-233.
17. Hales S. Hallgren. An improved quantum Fourier transform algorithm and applications, *Proceedings of the 41st Annual Symposium on Foundations of Computer Science, November 12–14, 2000*, pp. 515.
18. Potapov V., Gushanskiy S., Polenov M. The Methodology of Implementation and Simulation of Quantum Algorithms and Processes, *2017 11th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT)*. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2017, pp. 437-441.
19. Quantum programming. (2016, Nov 03). In Wikipedia, The Free Encyclopedia. Retrieved 17:50, September 20, 2016, from [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Quantum\\_programming&oldid=740376291](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Quantum_programming&oldid=740376291).
20. Wikipedia contributors. (2018, November 27). IBM Q Experience. In Wikipedia, The Free Encyclopedia. Retrieved 17:28, January 31, 2019, from [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=IBM\\_Q\\_Experience&oldid=87087480](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=IBM_Q_Experience&oldid=87087480).
21. Quantum mechanics. (2017, March 29). In Wikipedia, The Free Encyclopedia. Retrieved 15:50, March 30, 2017. Available at: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Quantum\\_mechanics&oldid=772744105](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Quantum_mechanics&oldid=772744105).

22. Boneh D., Zhandry M. Quantum-secure message authentication codes, *In Proceedings of Eurocrypt*, 2013, pp. 592-608.
23. Potapov V., Gushansky S., Guzik V., Polenov M. Architecture and Software Implementation of a Quantum Computer Model, *Advances in Intelligent Systems and Computing*. Springer Verlag, 2016, Vol. 465, pp. 59-68.
24. Bennett C.H., Shor P.W., Smolin J.A., Thapliyal A.V. Entanglement-assisted Capacity of a Quantum Channel and the Reverse Shannon Theorem, *IEEE Transactions on Information Theory*, 2002, Vol. 48, pp. 26-37.
25. Kleppner D., Kolenkow R. An Introduction to Mechanics (Second ed.). Cambridge: Cambridge University Press, 2014, 49 p.

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

**Гушанский Сергей Михайлович** – Южный федеральный университет; e-mail: smgushanskiy@sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: 88634371656; кафедра вычислительной техники; к.т.н.; доцент.

**Потапов Виктор Сергеевич** – e-mail: vitya-potapov@rambler.ru; кафедра вычислительной техники; ассистент.

**Бородянский Юрий Михайлович** – Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича; e-mail: borodyanskyum@gmail.com; 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22, к. 1; к.т.н.; доцент.

**Gushanskiy Sergey Mikhailovich** – Southern Federal University; e-mail: smgushanskiy@sfedu.ru; 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371656; the department of computer engineering; cand. of eng. sc.; associate professor.

**Potapov Victor Sergeevich** – e-mail: vitya-potapov@rambler.ru; the department of computer engineering; assistant.

**Borodyansky Yuri Mikhailovich** – St. Petersburg State University of Telecommunications prof. M.A. Bonch-Bruевич; e-mail: borodyanskyum@gmail.com; 193232, St. Petersburg, pr. Bolshevnikov, 22, build. 1; cand. of eng. sc.; associate professor.

УДК 621.371

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-150-159

**В.П. Можайцев, Д.В. Семенихина**

### **ОЦЕНКА КОЭФФИЦИЕНТА ЭКРАНИРОВАНИЯ ФЮЗЕЛЯЖЕМ КРИТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ В СОСТАВЕ ВОЗДУШНОГО СУДНА**

*Рассматриваются проблемы обеспечения безопасности полета самолетов, использующих электрические / электронные системы, при воздействии высокоинтенсивных электромагнитных полей. Разрабатывается методика анализа воздействия высокоинтенсивных электромагнитных полей, создающих электромагнитную обстановку в зоне нахождения воздушного судна, на базе основных факторов электромагнитной совместимости самолета, таких как электромагнитная обстановка, механизм связи или воздействия, чувствительность или восприимчивость приёмников электромагнитного излучения с пороговыми значениями помех в частотной и временной областях. Анализируются два метода оценки устойчивости самолета к воздействию высокоинтенсивных электромагнитных полей: испытания методом сканирования высокого уровня и испытания методом сканирования низкого уровня. Целью данной статьи является оценка коэффициента экранирования фюзеляжем в местах установки блоков критических систем с помощью программного обеспечения для численного электродинамического моделирования. Задачей исследования является создание и расчет математической модели критической системы в составе воздушного судна. В статье разработаны электродинамические модели критической систе-*

мы самолета – многофункционального жидкокристаллического индикатора, и проводится расчет в пакете полноволнового электродинамического проектирования Ansys HFSS. В HFSS-модель кабины воздушного судна вносятся обоснованные упрощения для расчета коэффициента экранирования фюзеляжем. Упрощение модели подразумевает исключение мелких деталей и объектов, которые намного меньше длины волны и уменьшение области исследования модели, поскольку блоки критической системы расположены в передней части кабины. Проведена оценка и коэффициента экранирования фюзеляжем в диапазоне частот от 100 МГц до 1 ГГц, выполнен анализ и сравнение полученных результатов с испытаниями в составе воздушного судна. Результаты имеют схожий характер, однако, рассчитанные значения коэффициента экранирования ниже на 5–15 дБ в диапазоне частот от 400 МГц до 850 МГц. Так же в диапазоне частот до 400 МГц имеются характерные резонансные «провалы» коэффициента экранирования. Полученные результаты позволят выделить наиболее опасные источники и зоны возбуждения электромагнитных помех для последующего детального анализа, уменьшить сроки и стоимости проведения испытаний.

*Коэффициент экранирования; критическая система; высокоинтенсивные электромагнитные поля; воздушное судно.*

**V.P. Mozhaytsev, D.V. Semenikhina**

### **EVALUATION OF THE SHIELDING COEFFICIENT BY CRITICAL SYSTEM FUSELAGE IN THE COMPOSITION OF THE AIRCRAFT**

*This article discusses the problems of ensuring the flight safety of aircraft using electrical / electronic systems when exposed to high-intensity electromagnetic fields. A method is being developed for analyzing the impact of high-intensity radiated fields that create an electromagnetic environment in the aircraft location area, based on the main factors of the aircraft electromagnetic compatibility, such as the electromagnetic environment, the mechanism of communication or action, the sensitivity or susceptibility of electromagnetic radiation receivers with threshold values of interference in the frequency and time domains. Two methods for assessing the aircraft resistance to high-intensity electromagnetic fields are analyzed: high-level scan tests and low-level scan tests. The purpose of this article is to estimate the fuselage shielding coefficient in the places where critical systems units are installed using software for numerical electrodynamic modeling. The objective of the study is to create and calculate a mathematical model of the critical system as part of an aircraft. The article developed electrodynamic models of the critical system of the aircraft – a multifunctional liquid crystal indicator, and the calculation is carried out in the Ansys HFSS full-wave electrodynamic design package. Reasonable simplifications are made to the HFSS cockpit model for calculating the fuselage-shielding factor. Simplifying the model means eliminating small parts and objects that are much shorter than the wavelength and reducing the model's area of study, since the critical system blocks are located in the front of the cockpit. The estimation of the fuselage-shielding factor in the frequency range from 100 MHz to 1 GHz is carried out, the analysis and comparison of the results obtained with the tests in the aircraft are carried out. The results are of a similar nature, however, the calculated values of the shielding factor are 5–15 dB lower in the frequency range from 400 to 850 MHz. Also in the frequency range up to 400 MHz, there are characteristic resonant "dips" of the screening coefficient. The results obtained will make it possible to single out the most dangerous sources and zones of excitation of electromagnetic interference for subsequent detailed analysis, and to reduce the time and cost of testing.*

*Shielding factor; critical system; and high intensity radiated fields; aircraft.*

**Введение.** Высокоинтенсивные электромагнитные поля (ВИЭМП) или High-intensity radiated fields (HIRF) – один из факторов, электромагнитных явлений, которые могут существовать во всех возможных внешних радиочастотных (РЧ) полях [1]. HIRF поля создают электромагнитную обстановку в зоне нахождения воздушного судна (ВС). Увеличение использования сложной электроники в современных самолетах, а также расширенное использование спектра во всем мире делает тему восприимчивости в условиях высокоинтенсивного излучаемого поля ключевым вопросом для сертификации любого воздушного транспортного средства [2].

Проблемы обеспечения безопасности полета самолетов, использующих электрические / электронные системы при воздействии HIRF существенно увеличились за счет следующих основных факторов:

- а) большой зависимости от электрических / электронных систем, выполняющих функции, необходимые для продолжения безопасного полета и посадки;
- б) уменьшения электромагнитного (ЭМ) экранирования, за счет применения композитных материалов;
- в) потенциального увеличения восприимчивости интегральных схем из-за увеличения скорости обработки информации;
- г) ожидания того, что внешняя радиочастотная среда будет становиться все более серьезной из-за увеличения числа и мощности РЧ излучателей.

Чтобы обеспечить работоспособность бортового оборудования на ВС в условиях ВИЭМП, необходимо учитывать три основных фактора ЭМС [3]:

- ◆ электромагнитную обстановку, характеризующуюся напряженностями внешних воздействующих полей, частотой, крутизной фронтов импульсов;
- ◆ механизм связи или воздействия, определяемый коэффициентами затухания или передаточными функциями;
- ◆ чувствительность или восприимчивость приёмников электромагнитного излучения с пороговыми значениями помех в частотной и временной областях.

Среда HIRF представляет собой совокупность передатчиков, которые находятся в воздухе, на суше, на морских платформах и на корабле. Эти передатчики становятся все более сложными, более эффективными, более мощными и более многочисленными. Излучатели охватывают весь радиочастотный спектр, и их излучаемые поля сильно различаются по уровням энергии и характеристикам сигнала.

Разделяют четыре обстановки, характеризующие HIRF [4, 5]:

- а) жесткая среда для самолетов с фиксированным потолком (не используется в правилах HIRF);
- б) сертификационная (HIRF I);
- в) нормальная (HIRF II);
- г) жесткая (HIRF III).

Для оценки уровня электромагнитного поля внутри ВС при облучении его внешним ЭМП в диапазоне частот от 100 МГц до 18 ГГц применяется коэффициент экранирования фюзеляжа ВС. Коэффициент экранирования показывает, насколько корпус ВС ослабляет внешнее ЭМП, определяя степень защиты бортового электронного оборудования. Коэффициент экранирования ЭМП фюзеляжем ВС определяется как отношение уровня напряжённости внешнего ЭМП и уровня напряжённости ЭМП, измеренного внутри ВС.

В 2013 - 2014 годах в авиационные правила АП-23, АП-25, АП-27 были добавлены специальные пункты (25.1317, 23.1308 для самолётов и 27.1317 для вертолётов). В этих пунктах подробно отражены требования к бортовому оборудованию ВС в части стойкости к воздействию внешнего ЭМП (частоты внешних ЭМП, уровни напряжённости электрического поля, тип модуляции). До того, как эти пункты были добавлены в авиационные правила, требования к воздействию и устойчивости к HIRF определялись в «Специальных технических условиях», которые разрабатывались для каждого ВС. Требования, предъявляемые к бортовому оборудованию по стойкости к воздействию HIRF, задаваемые в [6–9], зависят от категории критичности выполняемых им функций. Следовательно, на начальном этапе процесса сертификации ВС необходимо разработать перечень критических и существенных систем ВС, которые подлежат оценке на устойчивость к воздействию HIRF. Для различных категорий оборудования в соответствии с вышеприведённой классификацией должны выполняться определенные требования. Так для

оборудования категории А испытания в составе ВС являются обязательными [4]. Устойчивость БО в составе ВС должна обеспечиваться в диапазоне частот от 10 кГц до 40 ГГц.

Для оборудования категории В и С испытания в составе ВС не требуются. Сертификация этого оборудования подтверждается результатами лабораторных квалификационных испытаний в соответствии с требованиями и нормами приведенными в АП и КТ-160G: для оборудования категории В по категории жёсткости R, R, R и для оборудования категории С по категории жёсткости T, T, T или S, S, S. Первая буква – категория жёсткости испытаний на восприимчивость к помехам проводимости, вторая буква – категория жёсткости испытаний на восприимчивость к помехам излучения без модуляции и с амплитудной модуляцией прямоугольными импульсами типа «меандр», третья буква – категория жёсткости испытаний на восприимчивость к импульсным помехам излучения. Категории приведены в соответствии с классификацией КТ-160G (DO-160G/ED-14G), раздел 20 [5]. Однако, если оборудование категории В и С не соответствует требованиям КТ-160G (DO-160G/ED-14G), раздел 20) или не прошло квалификационные испытания, то допускается проводить испытания этого оборудования для подтверждения в составе ВС.

Существует два метода оценки устойчивости самолета к воздействию HIRF [10, 11]:

- ◆ испытания методом сканирования высокого уровня;
- ◆ испытания методом сканирования низкого уровня.

Испытания методом сканирования высокого уровня, проводятся облучением самолета реальными уровнями воздействия HIRF. При испытаниях методом сканирования низкого уровня используются радиочастотные поля низкой амплитуды, по сравнению с уровнями РЧ, используемыми во время стендовых или высокоуровневых испытаний, для определения внутренней ЭМО ВС [12].

**Создание и расчет математической модели.** В качестве программного обеспечения для численного электродинамического моделирования воспользуемся программным продуктом ANSYS HFSS [13–15]. Выберем блок критической системы (КС) и тип ВС. За КС примем многофункциональный индикатор жидкокристаллический (МФИ-ЖК), поскольку данное оборудование установлено практически на каждом ВС и по уровню критичности имеет категорию А. Моделью ВС будет передняя часть кабины самолета Бе-200ЧС. МФИ-ЖК, установленные на самолете Бе-200ЧС в количестве бшт, расположены под лобовыми окнами кабины экипажа.

Создадим электродинамическую модель передней части кабины ВС с установленными блоками КС. Для этого воспользуемся импортированием из графического редактора NX [16], в котором уже создана электронная компоновочная модель ВС (рис. 1, 2). Импортированная модель из UG в HFSS представлена на рис. 3. Данная модель содержит большое количество деталей, элементов конструкции, мелких деталей, которые пересекаются между собой, приводят к ошибкам расчета, усложняют расчет, делая его практически невозможным.

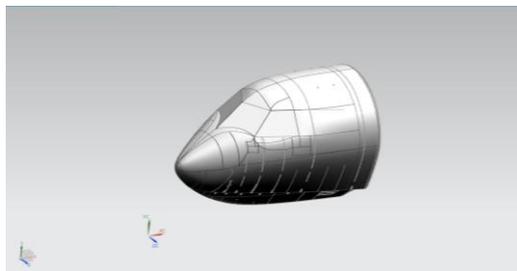


Рис. 1. Внешний вид компоновочной модели кабины самолета в NX

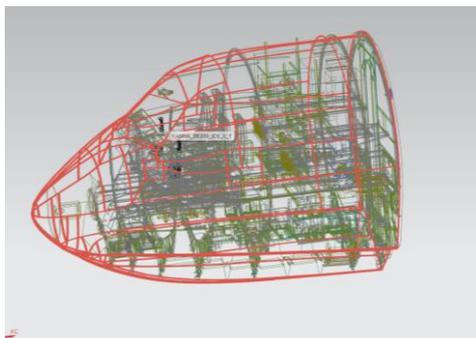


Рис. 2. Компоновочная модель кабины самолета в NX

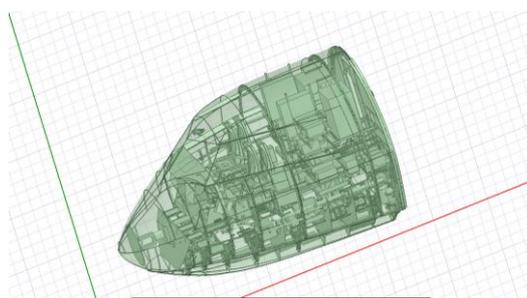


Рис. 3. Модель самолета в HFSS

Для проведения расчета коэффициента экранирования, необходимо упростить модель [17]. Упрощение модели подразумевает исключение мелких деталей и объектов, которые намного меньше длины волны. Данные объекты не повлияют на расчет коэффициента экранирования в заданном диапазоне частот. Также можно уменьшить область исследования модели, поскольку блоки КС расположены в передней части кабины. Итоговая упрощенная модель для расчета представлена на рис. 4.

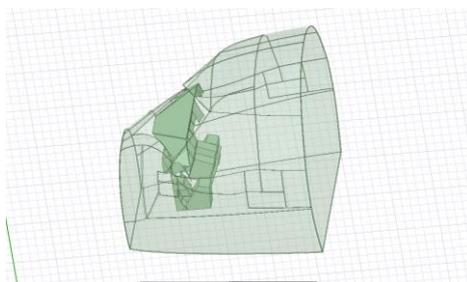


Рис. 4. Упрощенная модель для расчета КЭ

Наведенные уровни ЭМП на блок КС рассчитываются на трех «линиях», расположенных в верхней, средней и нижней части МФИ-ЖК на расстоянии 50 мм. Каждая линия содержит 120 точек с шагом 10 мм. Облучение КС зададим в виде плоской волны, амплитудой 1 В/м, падающей на КС под углом от  $-90^\circ$  до  $90^\circ$  в азимутальной плоскости  $\varphi$ , с шагом  $30^\circ$ , и под углом от  $-150^\circ$  до  $0^\circ$  в угломестной плоскости  $\theta$ , с шагом  $30^\circ$  (рис. 5).

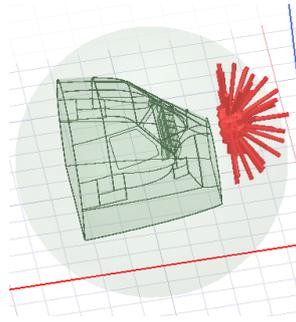


Рис. 5. Направления облучения ВС

Максимальные значения уровня ЭМП, наведенного на КС представлены на рис. 6.

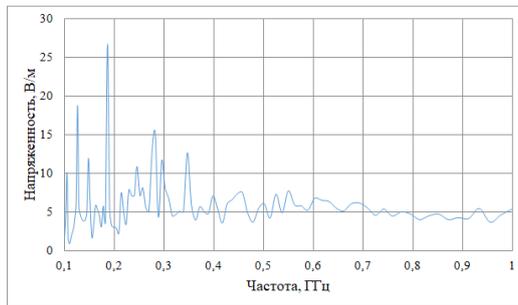


Рис. 6. Максимальные значения уровня ЭМП, наведенного на КС

Теперь необходимо провести калибровку уровня напряжённости ЭМП – рассчитать наведенные уровни ЭМП в тех же точках, но без ВС.

Для расчета КЭ фюзеляжем необходимо найти отношение максимального значения уровня напряжённости при калибровке к максимальному значению уровня напряжённости, рассчитанного внутри ВС. Рассчитанный КЭ фюзеляжем в диапазоне от 100 МГц до 1 ГГц представлен на рис. 7.

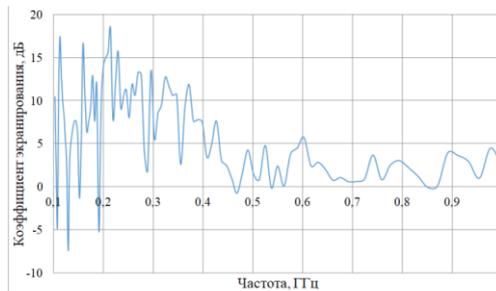


Рис. 7. Частотная характеристика КЭ фюзеляжем

Отрицательные значения коэффициента экранирования на некоторых частотах означают, что на данных частотах возникли резонансные явления. Эти частоты необходимо проверить при проведении испытаний в составе объекта. Для повышения точности расчета необходимо более детально учитывать компоновку места расположения критической системы.

## Сравнение результатов расчета КЭ с испытаниями в составе ВС

На рис. 8 представлены результаты расчета КЭ (синяя линия) и КЭ, полученного по результатам испытаний в составе ВС (оранжевая линия).

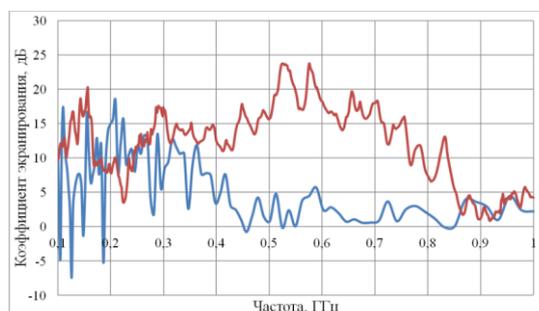


Рис. 8. Сравнение результатов расчета КЭ с испытаниями в составе ВС

Проанализировав результаты расчета и испытаний, можно сделать вывод, что кривые имеют схожий характер, однако, рассчитанные значения КЭ ниже на 5–15 дБ в диапазоне частот от 400 МГц до 850 МГц. Так же в диапазоне частот до 400 МГц имеются характерные резонансные «провалы» КЭ. Это обусловлено следующими моментами:

- ♦ расчет КЭ выполнен в более широком диапазоне облучения в угломестной плоскости, что является затруднительным при проведении испытаний;
- ♦ расчет КЭ выполнен более подробно для КС, т.е. значения наведенного ЭМП рассчитывались через каждые 30 мм вдоль всех блоков, что при проведении испытаний значительно увеличит затраченное время;
- ♦ расчет КЭ проводился на упрощенной электродинамической модели, в которой отсутствовали элементы конструкции внутри кабины, соответствующие диапазону частот от 400 до 850 МГц (0,75–0,35 м).

Отметим, что расчет данной модели проводился на компьютере с 16 Гб ОЗУ, что очень мало для расчетов больших электродинамических моделей с подробными элементами компоновки.

Повышение точности электродинамической модели и «наполнение» модели элементами конструкции позволит дать высокую сходимость рассчитанных испытаний с реальными результатами.

Повысим точность и детализируем электродинамическую модель и сравним полученные результаты. На рис. 9 представлена детализированная модель для расчета КЭ.

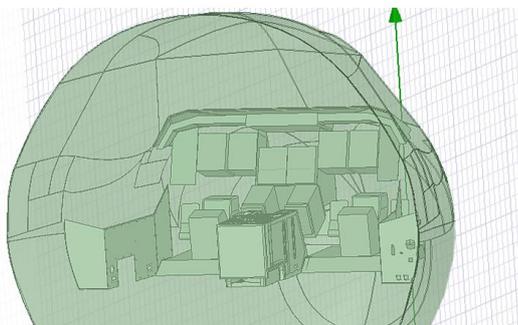


Рис. 9. Детализированная модель для расчета КЭ

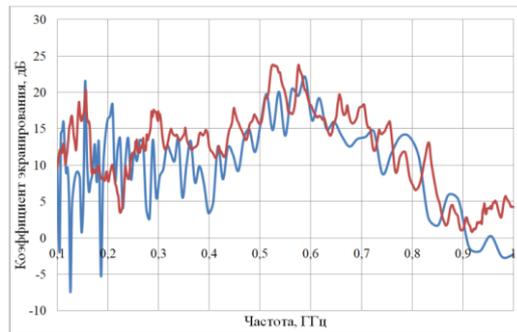


Рис. 10. Сравнение результатов расчета КЭ с испытаниями в составе ВС

Как видно из рис. 10, повышение точности и детализации модели повышает сходимость результатов расчета с результатами испытаний в составе ВС.

**Заключение.** Полученные результаты оценки коэффициента экранирования фюзеляжем можно использовать для более углубленного анализа и подтверждения норм соответствия устойчивости оборудования к HIRF для предварительной сертификации.

Одним из вариантов проверки (сертификации) соответствия нормам воздействия излучения электромагнитных полей на ВС является переход к виртуальным методам исследований. Используя математические модели и специальные для этих целей программные продукты, можно виртуально моделировать воздействие HIRF в соответствии с ED 107 [4], AC/AMJ 20.1317 [5], KT-160D [9].

Рассмотренная концепция виртуального моделирования позволяет достичь следующих качественно новых показателей дальнейшего развития проведения испытаний воздействия HIRF в составе ВС [18]:

- ◆ выделение для последующего детального анализа наиболее опасных источников и зон возбуждения электромагнитных помех;
- ◆ повышение безопасности ВС;
- ◆ уменьшение сроков и стоимости проведения испытаний;
- ◆ переход к «виртуальной» сертификации;
- ◆ уменьшение ограничений в использовании портативной техникой (телефоны, точки доступа интернет, специальное медицинское оборудование) для пассажиров [19–21];
- ◆ улучшение тактико-технических показателей ВС таких как: уменьшение ЭМИ от бортового оборудования установленном на ВС, уменьшение массы вследствие уменьшения экранов и защитных экранов по результатам моделирования ЭМС, повышение радиоэлектронной защищённости ВС от внешних воздействий естественного и техногенного характера (молнии, РЛС, ЭМИ оружие), переход от металлических деталей планера (естественных экранов) к композитным материалам без снижения ЭМ защиты.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Борисов М.Б. Воздействие внешних электромагнитных полей высокой интенсивности на бортовое оборудование ВС // Сб. научных трудов ГосНИИ ГА. – 2010. – № 311. – С. 75-85.
2. ARP5583. Guide to Certification of Aircraft in a High Intensity Radiated Field (HIRF) Environment. 2010.
3. Шваб А.И. Электромагнитная совместимость. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 466 с.
4. EUROCAE ED 107. Guide to certification of aircraft in a high-intensity radiated field (HIRF) environment. 2010.

5. AC/AMJ 20.1317. The certification of aircraft electrical and electronic systems for operation in the High Intensity Radiated Field (HIRF) Environment., 1998.
6. The Federal Aviation Regulations USA (FARs), part 25.
7. Certification Specification CS-25 EASA.
8. АП-25. Авиационные правила. Нормы летной годности самолетов транспортной категории.
9. КТ 160D. Квалификационные требования. Раздел 20.0 Радиочастотная восприимчивость (радиоизлучение и проводимость), АР МАК, 2004.
10. Miller D.C. Aircraft and Subsystem Level HIRF Test Methods // SAE Transactions. – 1990. – Vol. 99. – P. 1771-1783.
11. Shi G., Liao Y., Ying X. Zhang Y. Methods of high intensity radiated field testing for civil aircraft // 2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), Angers, 2017.
12. Huiying Li, Mark Bolsover, Junhui Ye, Linfang Yan. The Role of Electromagnetic Compatibility Qualification Considerations in Airborne System Integration Programs // Procedia Engineering. – 2015. – Vol. 99. – P. 208-213.
13. Банков С.Е., Гутцайт Э.М., Курюшин А.А. Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS. – М.: ООО «Оркада», 2012. – 250 с.
14. Patrick Hindle. 5 Leading EDA Tools for EMC/EMI Design Challenges // Microwave journal. – 2017. – No. 7. – P. 20-40.
15. Сайт компании-разработчика программного продукта ANSYS EMIT. – <https://www.ansys.com/products/electronics/radio-frequency-interference>.
16. Сайт компании-разработчика программного продукта NX. – <https://www.idealplm.ru/uEditor/files/4/397/ObzorNX.pdf>.
17. Emmanuel Perrin, Fabrice Tristant, Christophe Guiffaut, Fabien Terrade, Alain Reineix. A 3D Model to compute lightning and HIRF coupling effects on avionic equipment of an aircraft // 2012 ESA Workshop on Aerospace EMC. – May 2012. – Venise, Italy. – P. 1-5.
18. Cui Y. and Cui C. A developing method of aircraft HIRF/L preventive maintenance program // 2013 International Conference on Quality, Reliability, Risk, Maintenance, and Safety Engineering (QR2MSE), Chengdu, 2013. – P. 1215-1218.
19. Nalbantoglu C., Kiehl T., God R., Stadler T., Kebel R. and Bienert R. Electromagnetic compatibility (EMC) for integration and use of near field communication (NFC) in aircraft // 2016 ESA Workshop on Aerospace EMC (Aerospace EMC), Valencia, 2016. – P. 1-6.
20. DO-294C - Guidance on Allowing Transmitting Portable Electronic Devices (T-PEDS) on Aircraft, Washington, DC, USA, 2008.
21. DO-307 - Aircraft Design and Certification for Portable Electronic Device (PED) Tolerance, Washington, DC, USA, 2007.

## REFERENCES

1. Borisov M.B. Vozdeystvie vneshnikh elektromagnitnykh poley vysokoy intensivnosti na bortovoe oborudovanie VS [The impact of external electromagnetic fields of high intensity on the on-board equipment of the AIRCRAFT], *Sb. nauchnykh trudov GosNII GA* [Collection of scientific works of GosNII GA], 2010, No. 311, pp. 75-85.
2. ARP5583. Guide to Certification of Aircraft in a High Intensity Radiated Field (HIRF) Environment. 2010.
3. Shvab A.Y. Elektromagnitnaya sovместimost' [Electromagnetic compatibility]. Moscow: Energoatomizdat, 1998, 466 p.
4. EUROCAE ED 107. Guide to certification of aircraft in a high-intensity radiated field (HIRF) environment. 2010.
5. AC/AMJ 20.1317. The certification of aircraft electrical and electronic systems for operation in the High Intensity Radiated Field (HIRF) Environment., 1998.
6. The Federal Aviation Regulations USA (FARs), part 25.
7. Certification Specification CS-25 EASA.
8. АП-25. Авиационные правила. Нормы летной годности самолетов транспортной категории [АП-25. Aviation regulations. Standards of airworthiness of transport category aircraft].

9. KT 160D. Kvalifikatsionnye trebovaniya. Razdel 20.0 Radiochastotnaya vospriimchivost' (radioizluchenie i provodimost'), AR MAK, 2004 [CT 160D. Qualification requirements. Section 20.0 Radio Frequency susceptibility (Radio emission and conductivity), AR IAC, 2004].
10. Miller D.C. Aircraft and Subsystem Level HIRF Test Methods, *SAE Transactions*, 1990, Vol. 99, pp. 1771-1783.
11. Shi G., Liao Y., Ying X. Zhang Y. Methods of high intensity radiated field testing for civil aircraft, *2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), Angers, 2017*.
12. Huiying Li, Mark Bolsover, Junhui Ye, Linfang Yan. The Role of Electromagnetic Compatibility Qualification Considerations in Airborne System Integration Programs, *Procedia Engineering*, 2015, Vol. 99, pp. 208-213.
13. Bankov C.E., Guttsayt E.M., Kurushin A.A. Reshenie opticheskikh i SVCh zadach s pomoshch'yu HFSS [Solving optical and microwave problems using HFSS]. Moscow: OOO «Orkada», 2012, 250 p.
14. Patrick Hindle. 5 Leading EDA Tools for EMC/EMI Design Challenges, *Microwave journal*, 2017, No. 7, pp. 20-40.
15. Sayt kompanii-razrabotchika programmnoogo produkta ANSYS EMIT [Website of the company-developer of the software product ANSYS EMI]. Available at: <https://www.ansys.com/products/electronics/radio-frequency-interference>.
16. Sayt kompanii-razrabotchika programmnoogo produkta NX [Website of the company that develops the NX software product]. Available at: <https://www.ideal-plm.ru/uEditor/files/4/397/ObzorNX.pdf>.
17. Emmanuel Perrin, Fabrice Tristant, Christophe Guiffaut, Fabien Terrade, Alain Reineix. A 3D Model to compute lightning and HIRF coupling effects on avionic equipment of an aircraft, *2012 ESA Workshop on Aerospace EMC*, May 2012, Venise, Italy, pp. 1-5.
18. Cui Y. and Cui C. A developing method of aircraft HIRF/L preventive maintenance program, *2013 International Conference on Quality, Reliability, Risk, Maintenance, and Safety Engineering (QR2MSE), Chengdu, 2013*, pp. 1215-1218.
19. Nalbantoglu C., Kiehl T., God R., Stadler T., Kebel R. and Bienert R. Electromagnetic compatibility (EMC) for integration and use of near field communication (NFC) in aircraft, *2016 ESA Workshop on Aerospace EMC (Aerospace EMC), Valencia, 2016*, pp. 1-6.
20. DO-294C - Guidance on Allowing Transmitting Portable Electronic Devices (T-PEDS) on Aircraft, Washington, DC, USA, 2008.
21. DO-307 - Aircraft Design and Certification for Portable Electronic Device (PED) Tolerance, Washington, DC, USA, 2007.

Статью рекомендовала к опубликованию д.ф.-м.н., профессор Л.В. Черкесова.

**Можайцев Виталий Павлович** – Южный федеральный университет; e-mail: [mvp\\_emc@inbox.ru](mailto:mvp_emc@inbox.ru); 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: +79094302590; студент 2 курса магистратуры.

**Семенихина Диана Викторовна** – e-mail: [d\\_semenikhina@mail.ru](mailto:d_semenikhina@mail.ru); тел.: + 79094412058; кафедра АиРПУ; д.т.н.; профессор.

**Mozhaytsev Vitaliy Pavlovich** – Southern Federal University; e-mail: [mvp\\_emc@inbox.ru](mailto:mvp_emc@inbox.ru); 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +79094302590; 2nd year student.

**Semenikhina Diana Viktorovna** – e-mail: [d\\_semenikhina@mail.ru](mailto:d_semenikhina@mail.ru); phone: + 79094412058; the department of A&RTD; dr. of eng. sc.; professor.

**А.В. Помазанов, Д.П. Волик, С.С. Шибяев**

## **АКУСТООПТИЧЕСКИЕ ДЕФЛЕКТОРЫ АКУСТООПТИЧЕСКОГО ЧАСТОМОМЕРА**

*Методы функциональной электроники, к которым относится и акустооптический (АО) метод обработки радиосигналов, прочно занимают лидирующие позиции даже по сравнению с методами цифровой обработки сигналов, когда требуется за минимальное время в широкой полосе анализа с высокой точностью определить частотные и временные параметры нескольких одновременно действующих на входе радиоприёмного устройства сигналов. С развитием технологий и новых материалов их применение становится ещё более актуальным так как по интегральному показателю, учитывающему потребляемую мощность, габаритные размеры, массу акустооптические измерители занимают первые места среди прочих типов измерителей параметров радиосигналов. Акустооптические частотомеры как вид акустооптических измерителей параметров радиосигналов прочно занимают своё место в технике оценки параметров радиосигналов благодаря уникальным характеристикам – многосигнальность, разрешающая способность, сравнительно малые массогабаритные характеристики и потребляемая электрическая мощность при приемлемом динамическом диапазоне входных радиосигналов и точности оценки частоты. Данные устройства способны практически мгновенно осуществлять перенос радиосигнала из временной области в частотную и находят применение в системах пассивного радиоконтроля, для которых важными параметрами являются не только диапазон рабочих частот, частотное разрешение, точность измерения частоты и фазы анализируемых радиосигналов, а также энергопотребление, масса и габариты, которые становятся существенными при использовании радиотехнических измерителей в мобильных и космических измерительных комплексах. По этой причине во многих странах мира акустооптические частотомеры с успехом применяются в авиационной и космической технике. Технические параметры АО частотомеров такие как полоса рабочих частот, неравномерность коэффициента передачи до детекторного тракта, эффективность акустооптического взаимодействия и другие во многом определяются параметрами акустооптических deflectоров (АОД). Из всех конструктивных элементов АО частотомеров АОД является самым дорогостоящим. С технологической точки зрения наряду с полупроводниковыми лазерами, фотоприёмными устройствами АОД при изготовлении так же требуют применение высоких технологий. Наряду с задачей разработки и изготовления АОД не маловажной и технически достаточно сложной, что отражается на стоимости образцов АОД, является задача разработки методов расчёта, контроля и измерения параметров АОД. Авторы настоящей работы, являясь сотрудниками лаборатории «Нанопотоники и оптоэлектроники» Южного федерального университета, решили задачу расчёта технических и технологических параметров АОД двух диапазонов частот, разработали конструкторскую документацию, по которой были изготовлены образцы АОД, разработали методику испытаний АОД на соответствие требуемым техническим параметрам, провели испытания, по результатам которых осуществили корректировку параметров электродинамической структуры АОД. Приводятся расчёт параметров и математическое моделирование электродинамической структуры АОД, методика измерения параметров АОД, структурная схема измерительной установки, реализующей предложенный метод, результаты экспериментальных исследований образцов АОД двух диапазонов частот. Показано, что корректировка электродинамической структуры позволяет в ограниченных пределах изменять параметры АОД. Следовательно, с помощью лишь подстроечной ёмкости нельзя согласовать полученные параметры с данными ТЗ, а необходимо выполнить корректировку топологии согласующей системы. Теоретические расчёты и моделирование были подтверждены результатами экспериментальных исследований, изготовленных в соответствии с разработанной документацией образцов АОД.*

*Акустооптика; акустооптический частотомер; акустооптический deflectор; Фурье-объектив; фотоприёмное устройство; дифракция; АО измеритель; лазер; фотодиодная линейка; телеобъектив; абберация; электродинамическая структура.*

A.V. Pomazanov, D.P. Volik, S.S. Shibaev

**THE ACOUSTO-OPTICAL DEFLECTORS OF THE AO CYMOMETER**

*Methods of functional electronics, particularly acousto-optical (AO) method of radiosignal processing, strongly lead even in comparison with DSP in cases requiring in minimum time period in wide analysis band with high accuracy to measure frequency and time parameters of several simultaneous signals. Development of new technologies and materials makes using the AO devices more actual since, according to integral features (consumption power, sizes, mass), they take leading places among other radiosignal parameters measurers types. AO cymometers as a kind of AO measurers take their firm place in an equipment of radiosignals parameters evaluation due to unique characteristics – multisignal mode, resolution, small sizes, acceptable input dynamic range and frequency evaluation accuracy. These devices are capable to practically instantly translate signals from time to frequency domain and find application in systems of passive radiocontrol where important parameters are not only dynamic range, evaluation accuracy of frequency and phase, but also energy consumption, mass and sizes that become considerable in mobile and space measurement complexes. By this reason in many countries AO cymometers have been successfully utilized in air and space engineering. Technical parameters of AO cymometers, such as band, nonuniformity of working channel, AO interaction efficiency etc. are largely defined by parameters of AOD (AO deflectors). Among all elements of AO device AOD are more expensive and together with lasers and photoreceivers AOD manufacturing also requires high technologies applying. Along with development and production not less important and technically complicated (that influences the AOD cost) is the task of development of ways computation, control and measurement of OD parameters. This work authors, being coworkers of laboratory "Nanophotonics and optoelectronics" of SFedU, have solved the task of calculation of technical and technological parameters of AOD of two frequency bands, have developed documentation, that allowed to manufacture several AOD samples, have developed the system of testing, that have been carried out, and implemented the correction of AOD electrodynamic structure parameters. Given are the parameters calculation and math modeling AOD electrodynamic structure, the method of measuring the AOD parameters, the layout of testing set. Also given the results of experimental investigations of developed AOD. Shown that electrodynamic structure correction allows in constrained range to change the AOD parameters and only adjusting capacitor does not allow to match parameters, but it is necessary to execute the matching system topology correction. Theoretical calculations and modeling have been confirmed by experimental results of manufactured AOD.*

*Acoustooptics; acoustooptic cymometer; acoustooptic deflector; Fourier-objective lens; photoreceiver; diffraction; AO measurer; laser; electrodynamic structure.*

**Введение.** В современной радиотехнике существует несколько различных направлений анализа сигналов, отличающихся физическими особенностями работы, имеющих свои достоинства и недостатки, а также свою специфику использования. Все эти средства могут как конкурировать, так и дополнять друг друга при решении сложных задач радиотехнического мониторинга. Одним из таких направлений является акустооптические радиотехнические устройства, отличающиеся быстродействием, пониженными массогабаритными характеристиками, используемые в задачах анализа спектров широкополосных радиосигналов различных частотных диапазонов [1–5]. Одним из важнейших элементов этих устройств являются акустооптические deflectоры (АОД), которые зачастую определяют в первую очередь такие технические параметры акустооптических радиотехнических измерителей как диапазон рабочих частот, чувствительность, неравномерность их амплитудно-частотных характеристик (АЧХ), динамический диапазон и др. [6–10].

В статье [3] приведена схема и методика проектирования двухканального акустооптического измерителя параметров радиосигналов (АОИ), работающего в полосе рабочих частот (600...1100) МГц, где указанный частотный диапазон обеспечивается использованием двух отдельных блоков, работающих каждый в своём отдельном поддиапазоне (600...850) МГц и (850...1100) МГц.

Данная статья посвящена описанию методики расчёта акустооптических дефлекторов применительно к двухканальному АОИ, с использованием которой были изготовлены и исследованы АОД, позволившие обеспечить параметры АОИ приведённые в [3].

**Методика расчёта АОД.** При разработке АОД необходимо решать ряд разнородных задач из областей акустики, оптики и СВЧ техники. Начальной задачей является выбор типа пьезопреобразователя (ПП) с последующим выбором материала светозвукопровода (СЗП) и конструкции используемого ПП.

Для реализации широкополосных АОД в СВЧ диапазоне целесообразно применение ПП с поверхностным возбуждением ультразвука, которые представляют собой антенную решётку – ВШП. Для разработки таких АОД к материалу СЗП предъявляются особые требования: он должен обладать как хорошими пьезоэлектрическими, так и акустооптическими свойствами. Из существующих материалов наиболее удовлетворяющим этим требованиям является ниобат лития ( $\text{LiNbO}_3$ ), который давно и широко применяется для реализации акустооптических и электрооптических устройств, его основные параметры детально изучены и приведены [11].

Из анализа параметров ниобата лития следует, что для изготовления АОД с ВШП целесообразно использовать z-срез, т.к. в этом случае ориентированные вдоль оси X тангенциальные составляющие электрического поля возбуждают только медленную сдвиговую акустическую волну, т.е. паразитные типы волн не возбуждаются, и подведённая электрическая мощность полностью расходуется на возбуждение лишь полезной акустической волны.

Медленная сдвиговая волна, распространяется под небольшими углами к кристаллографической оси Z практически не изменяя своей скорости, величина которой составляет примерно 3600 м/с [11]. Остальные типы волн имеют большие скорости распространения, а, следовательно, их использование приводит к ухудшению разрешающей способности АОИ.

Использование данного среза с точки зрения эффективности преобразования радиоволны в акустическую не является оптимальным значение показателя АО качества  $M_2$  достаточна для разработки АОД  $M_2 = 2,917 \cdot 10^{-15} \text{ с}^3/\text{кг}$ .

Эффективность дифракции АОД является функцией расстройки относительно выполнения условия Брэгга, которая обусловлена как угловым спектром акустических волн, так и оптических, в общем данное утверждение описывается выражением [12]:

$$\eta = (0.5 \cdot q \cdot L_c)^2 \text{sinc}^2(0.5 \cdot L_c \sqrt{q^2 + \delta^2}). \quad (1)$$

В (1) коэффициент расстройки  $\delta = K \cdot \Delta\psi$  учитывает угловую отстройку  $\Delta\psi$  от выполнения брэгговского условия, а параметр  $q$  равен:

$$q = \frac{\pi \cdot n}{\lambda_0 \cos(\theta_n)} \sqrt{\frac{M_2 P_a}{L_c \cdot b}},$$

где  $P_a$  – акустическая мощность, связанная с электрической  $P_{СВЧ}$ , коэффициентом электромеханической связи ( $k$ )  $P_a = P_{СВЧ} \cdot k$ , который для z-среза составляет около 46 %,  $b$  – длина штырей ВШП.

Величина  $\Delta\psi$  является частотнозависимой, и определяется двумя факторами, во-первых, частотной зависимостью самого угла Брэгга, которая для случая изотропной дифракции описывается выражением  $\sin \theta_B = \pm 0.5 \cdot \lambda / \Lambda$ , а, во-вторых, частотной зависимостью углового спектра акустических полей, в частности, для ВШП максимум диаграммы направленности звука описывается выражением  $\phi_1 = V/(f \cdot 2d_g)$ , а его ширина  $\Delta\phi = V/fL_c$ . С учётом озвученных факторов, заменив  $\Delta\theta$  в [12] получена амплитудно-частотная характеристика АОД с ВШП, которая является основной характеристикой АОД, используемых в АОИ:

$$\xi(f) = \eta \cdot \text{sinc}^2 \left( \frac{m-1}{2} \left[ \frac{n \cdot V \cdot f}{\lambda_0 \cdot f_i^2} \left( \theta_n - \frac{\lambda_0 \cdot f}{2 \cdot n \cdot V} \right) + 1 \right] \right), \quad (2)$$

где  $m$  – количество электродов, входящих в состав ВШП,  $\theta_n$  – угол падения света относительно акустической волны,  $\eta$  – эффективность дифракции в максимуме АЧХ, описывается выражением (3)

$$\eta = \left( \frac{q \cdot d_g \cdot (m-0,5)}{2} \right)^2 \text{sinc}^2 \left( \frac{\lambda_0 \cdot f_i^2 \cdot l_0}{2 \cdot n \cdot V^2} \right), \quad (3)$$

Частотная зависимость (2) при равенстве  $\theta_n = \theta_B(f_i)$  будет иметь один основной максимум и побочные, отстающие от основного по уровню на величину 13–15 дБ. Так как полоса рабочих частот  $\Delta f$  определяется по уровню -3 дБ относительно максимума  $\xi(f)$ , то отстройкой угла падения от условия  $\theta_n = \theta_B(f_i)$ , можно добиться снижения эффективности дифракции на центральной частоте до уровня -3 дБ при этом полоса частот АО взаимодействия составит

$$\Delta f = 2,7 f_i / \sqrt{m}, \quad (4)$$

а угол, при котором будет выполнено это условие будет равен [13]:

$$\theta_n = \theta_B(f_i) \left( -2 - \frac{0,89}{m} \right) = \frac{\lambda_0 \cdot f_i}{2 \cdot n \cdot V} \left( -2 - \frac{0,89}{m} \right). \quad (5)$$

Центральная частота  $f_i$  рабочего диапазона  $\Delta f$  задаётся электрическим периодом ВШП  $d$ , который в 2 раза превышает геометрический период  $d_g$ . Для его приближенного расчёта [4] целесообразно использовать выражение:

$$d_g = \frac{nV^2}{\lambda_0 \cdot f_i^2}. \quad (6)$$

Ширина штырей  $x_0$  ВШП выбирается равной ширине зазора между ними  $x_0 = l_0 = 0,5 \cdot d_g$ .

Выбор длины штырей по минимуму ограничен расходимостью звука на световой апертуре  $D$  по уровню 3 дБ:

$$b = \sqrt{\frac{4V \cdot D}{(f_i - 0,5 \cdot \Delta f)}}. \quad (7)$$

Общая длина ВШП определяется суммой всех элементарных пьезопреобразователей:

$$L_c = 0,5 d_g (2m + 1). \quad (8)$$

Эскиз ВШП приведён на рис. 1.

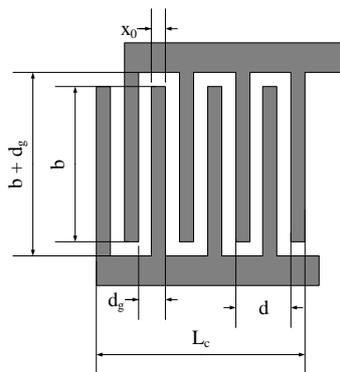


Рис. 1. Эскиз топологии встречноштыревого пьезопреобразателя

Проверка рассчитанных данных проводится построением АЧХ после подстановки в выражение (2) рассчитанных значений. По графику оцениваются значения центральной частоты и рабочего диапазона.

После расчёта геометрических параметров ВШП нужно оценить его электрические характеристики, определить частотную зависимость коэффициента отражения по мощности и КСВН, которые позволят определить необходимость электрического согласования комплексной нагрузки ВШП с подводимым трактом СВЧ.

В работах [14, 15] были предложены электрические схемы замещения поверхностных ВШП, которые в широком диапазоне частот совпадают с измеренными данными. В соответствии с этими моделями ВШП заменяется двумя параллельным соединением активного сопротивления излучения  $R_p(f)$ , статической ёмкости  $C_p$  и ёмкость пьезодобавки, которая, как следует из расчётов [15], примерно на 3 порядка меньше  $C_p$ , что позволяет исключить ёмкость пьезодобавки из рассмотрения и ограничиться анализом согласования параллельной RC-цепочки, для которой сопротивление излучения и статическая ёмкость могут быть определены из выражений:

$$R_{изл} = \frac{1}{m} \cdot \frac{C_{55} x_0}{e_{15}^2 V \cdot b} \xi; \quad (9)$$

$$C_p = m \frac{b \cdot K(\Delta_1)}{2K(\Delta)} \varepsilon_0 (1 + \varepsilon_r), \quad \Delta_1 = \sqrt{1 - \Delta^2}, \quad (10)$$

где  $K(x)$  – полный эллиптический интеграл первого рода,  $\varepsilon_0$  – диэлектрическая постоянная,  $\varepsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость СЗП,  $\Delta = x_0 / d_g = 1/2$ ,  $C_{55}$  – модуль упругости,  $e_{15}$  – пьезоконстанта,

$$\xi(f) = \pi / \left( 2.863 + 0.637 \ln \left( \frac{2x_0 f}{V} \right) + \sin \left( 2\pi \frac{2x_0 f}{V} - \frac{\pi}{4} \right) / \sqrt{\frac{2x_0 f}{V} \pi} \right).$$

Как следует из приведённых соотношений, полное комплексное сопротивление ВШП можно описать выражением:

$$Z_p(f) = \left( \frac{1}{R_p(f)} + j2\pi \cdot f \cdot C_p \right)^{-1}. \quad (11)$$

А коэффициент отражения составит в данном случае [16, 17]:

$$\Gamma(f) = \frac{Z_p(f) - Z_v}{Z_p(f) + Z_v}, \quad (12)$$

где волновое сопротивление для нашего случая составляет  $Z_v = 50$  Ом. А выражение для КСВН в общем виде описывается соотношением [16, 17]:

$$SWR(f) = \frac{1 + |\Gamma(f)|}{1 - |\Gamma(f)|}. \quad (13)$$

Основной задачей электрического согласования является снижение коэффициента отражения  $\Gamma(f)$  в заданной полосе рабочих частот АОД. Иначе падающая волна будет интерферировать с отражённой, что приведёт к снижению электрической мощности, переданной в нагрузку.

Мощность, переданная в нагрузку  $P_{СВЧ}$ , может быть найдена с помощью коэффициента отражения следующим образом [16, 17]:

$$P_{СВЧ}(f) = P_g (1 - |\Gamma(f)|^2). \quad (14)$$

При расчёте согласующих цепей необходимо активную составляющую  $Z_p(f)$  приравнять к волновому сопротивлению линии передач, а реактивную составляющую, компенсировать реактивным элементом противоположного знака. Поэтому, очевидно, что для АОД, который представляет собой ёмкостную нагрузку, согласующие цепи реализуются преимущественно на индуктивных цепях.

В высокочастотном диапазоне номиналы согласующих элементов достаточно малы, поэтому, целесообразно их реализовывать по микрополосковой технологии на той же подложке, что и сам ВШП.

Для компенсации реактивной составляющей  $Z_p(f)$  выбирают индуктивность исходя из условия

$$L_0 = \left[ (2\pi f_0)^2 C_p \right]^{-1}. \quad (15)$$

После чего остаётся скомпенсировать лишь высокое активное сопротивление ВШП. Значение активного сопротивления каждого элементарного щелевого преобразователя составляет десятки килоом, но т.к. они соединены параллельно в ВШП, то его суммарное сопротивление ниже на порядок-два. Т.е. коэффициент трансформации обычно не превышает 10–20 в гигагерцовом диапазоне частот.

Согласование волновых сопротивлений обычно выполняют с помощью индуктивных трансформаторов. Типовые схемы согласующих цепей приведены на рис. 2 [7, 10, 15].

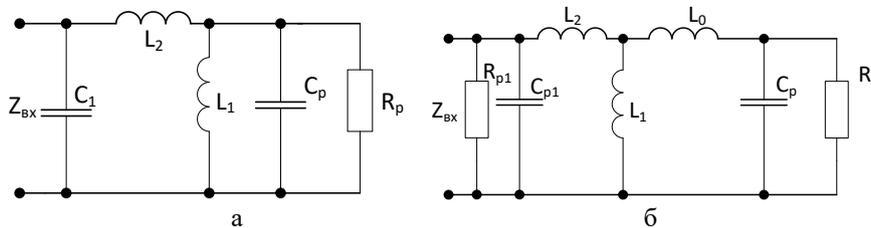


Рис. 2. Типовые схемы согласования ВШП АОД

Приведённые схемы являются эквивалентными схемами реального трансформатора [18], но этот подход используют в связи с тем, что в СВЧ диапазоне реализация трансформаторов затруднительна. Индуктивности в заданном диапазоне частот изготавливают непосредственно на одной той же грани кристалла, что и ВШП, их номиналы невелики и удобным становится подстройка, которую выполняют размещением короткозамыкающих элементов, позволяющих менять длину индуктивных полосков, значение индуктивности может быть оценено с использования выражения [16]:

$$L = 2l \left[ \ln \left( \frac{l}{w+t} \right) + 0,22 \frac{w+t}{l} + 1,19 \right]. \quad (16)$$

где  $L$  – индуктивность сегмента в нГн,  $l$ ,  $w$ ,  $t$  – длина, ширина и толщина полоска в сантиметрах соответственно.

Проблема соединения подводящего радиочастотного тракта с пьезокристаллом решается двумя путями. Либо для их соединения используется промежуточная плата, на которой также могут располагаться некоторые элементы подводящего СВЧ тракта, например, в схеме рис. 2,а это сосредоточенная ёмкость, либо все элементы цепи согласования располагаются на поверхности пьезокристалла, тогда согласующие ёмкости выполняются на поверхности пьезокристалла, в результате чего согласующая ёмкость на схеме замещения рис. 2,б. дополняется сопротивлением излучения  $R_{p1}$ . Использование более сложных схем согласования не целесообразно, так как возрастут потери в согласующих элементах.

Выбор номиналов согласующих элементов направлен на минимизацию как коэффициента отражения  $\Gamma^2(f)$  так и его неравномерности  $\Delta\Gamma^2(f)$  в полосе рабочих частот, величина которой должна быть не больше 3 дБ.

Комплексное полное сопротивление АОД по входе при использовании согласующей цепи, показанной на рис. 2,а может быть определена следующим образом.

$$Z_{11} = j\omega L_2 + \left( j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_1} + \frac{1}{R_p} \right)^{-1}, \quad Z_{1ex} = \left( j\omega C_1 + \frac{1}{Z_{11}} \right)^{-1}.$$

Для цепи 2,б комплексное входное сопротивление может быть записано в виде:

$$\begin{aligned} Z_{21} &= \left( j\omega C_p + \frac{1}{R_p} \right)^{-1}, & Z_{22} &= Z_{21} + j\omega L_0, \\ Z_{23} &= \left( Z_{22}^{-1} + j\omega L_1^{-1} \right)^{-1}, & Z_{24} &= Z_{23} + j\omega L_2, \\ Z_{25} &= \left( j\omega C_{p1} + \frac{1}{R_{p1}} \right)^{-1}, & Z_{2ex} &= \left( Z_{25}^{-1} + Z_{24}^{-1} \right)^{-1}. \end{aligned}$$

Далее входное сопротивление оптимизируется для выполнения условия потерь на рассогласование и их неравномерности в полосе частот выбором номиналов соответствующих элементов.

В соответствии с изложенной методикой были рассчитаны параметры ВШП для НЧ и ВЧ АОД, которые должны были обеспечивать эффективность дифракции на уровне 0,5 %/Вт, каждый в своей полосе частот, а значение КСВН должно быть в пределах 7 при неравномерности 3 дБ.

Сначала были определены параметры ВШП:

Для НЧ АОД:  $d_g = 65$  мкм;  $x_g = 33$  мкм;  $m = 24$ ;

Для ВЧ АОД:  $d_g = 36$  мкм;  $x_g = 18$  мкм;  $m = 44$ .

Расчётные параметры схем замещения данных АОД составили:

Для НЧ АОД:  $C_p = 13$  пФ;  $R_p(f_{01}) = 1,23$  кОм;

Для ВЧ АОД:  $C_p = 25,66$  пФ;  $R_p(f_{02}) = 0,41$  кОм.

Расчётные значения элементов цепей согласования составили:

Для НЧ АОД:  $L_1 = 2,8$  нГн;  $L_2 = 1,322$  нГн,  $C_1 = 2,6$  пФ;

Для ВЧ АОД:  $L_1 = 0,82$  нГн;  $L_2 = 4,1$  нГн,  $C_1 = 5,65$  пФ.

В итоге теоретическая частотная зависимость КСВН для НЧ АОД приведена на рис. 3,а, а для ВЧ диапазона на рис. 3,б.

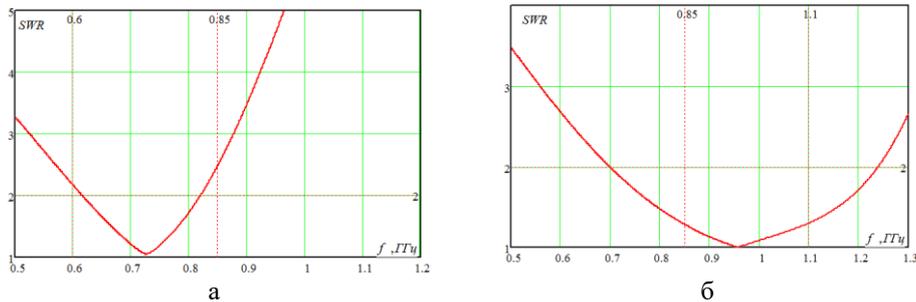


Рис. 3. Расчётные частотные зависимости КСВН (SWR) для НЧ (а) и ВЧ (б) АОД

**Экспериментальное исследование АОД.** Для рассчитанных выше АОД были реализованы электродинамические системы возбуждения ультразвука совместно с цепями согласования, с дискретной входной ёмкостью  $C_1$  и индуктивностями в микрополосковом исполнении.

Была выпущена партия АОД каждого из поддиапазона, которые впоследствии подверглись экспериментальной проверке.

Для исследования КСВН АОД использовался векторный анализатор цепей R&S@ZVA8. Измерения проводились в полном диапазоне рабочих частот двухканального АОИ, результаты измерений приведены на рис. 4.

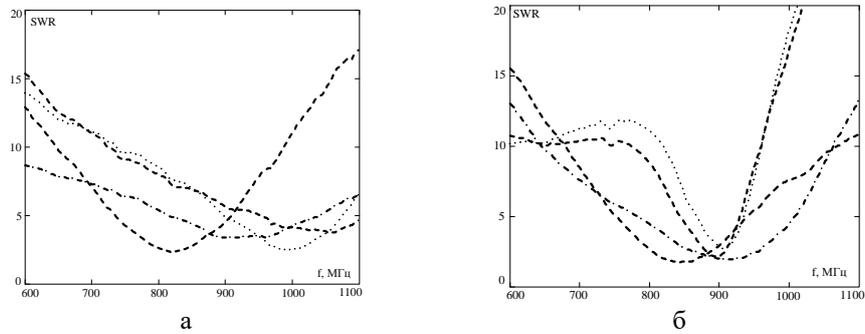


Рис. 4. Экспериментальные частотные зависимости КСВН (SWR) для НЧ (а) и ВЧ (б) АОД

Исследование АЧХ АОД производилось на специализированном автоматизированном стенде [19–21], в котором был использован ИК лазер MLL-III-905L, обеспечивающий работу в заданном спектральном диапазоне, в остальном стенд относительно изменений не претерпел.

На рис. 5, 6 приведены результаты измерений АЧХ изготовленных АОД, причём измерения проводились для обоих лепестков диаграммы направленности ВШП, рисунки а и б соответственно.

По результатам экспериментального исследования изготовленных опытных образцов АОД можно заключить, что уровень их максимальной эффективности дифракции соответствует расчётным значениям. Результаты измерения АЧХ показали, что полосы рабочих частот опытных образцов составляют 150...200 МГц по уровню неравномерности 3 дБ, вместо необходимых 250 МГц. Кроме того, было отмечено, что АЧХ отдельных лепестков диаграммы направленности ВШП отличаются, причём эти отличия носят неконтролируемый характер, что, по всей видимости, вызвано несимметричностью топологии на поверхности кристалла.

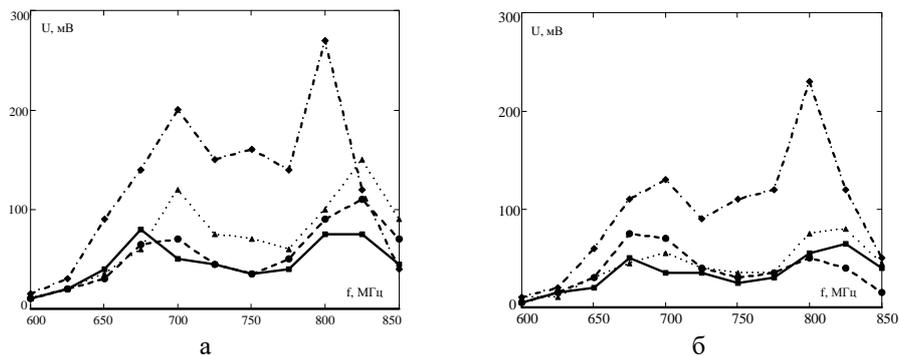


Рис. 5. Экспериментальные АЧХ для НЧ АОД для двух лепестков диаграммы направленности

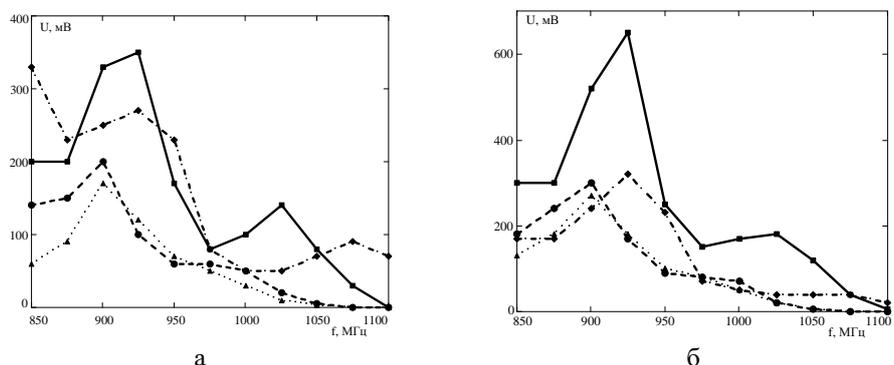


Рис. 6. Экспериментальные АЧХ для ВЧ АОД для двух лепестков диаграммы направленности

Частотные зависимости КСВН отличаются от расчётных, для корректировки последних были использованы подстроечные ёмкости платы согласования АОД. Выбирались несколько ёмкостей из стандартного ряда E24, номиналы которых, близки к рекомендуемому значению, полученному расчётным путём на первом этапе. Результирующие КСВН приведены на рис. 7.

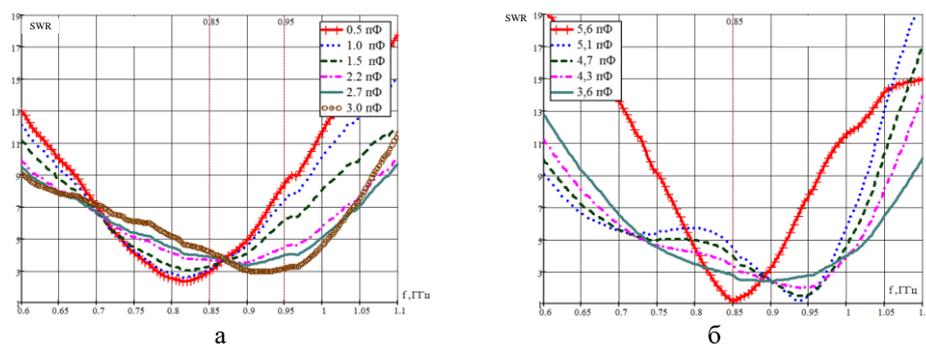


Рис. 7. Экспериментальные частотные зависимости КСВН (SWR) для НЧ (а) и ВЧ (б) АОД для разных значений подстроечных ёмкостей

По результатам анализа полученных характеристик можно заключить, что для образца НЧ АОД уменьшение ёмкости приводит к смещению минимума КСВ в нужном направлении на величину до 100 МГц и уменьшению его минимального значения до величины около 2, но при этом наблюдается снижение полосы частот по заданному уровню неравномерности до (100-150) МГц. Следовательно, с помощью лишь подстроечной ёмкости нельзя согласовать полученные параметры с данными ТЗ, а необходимо выполнить корректировку топологии согласующей системы. Для образца ВЧ АОД уменьшение ёмкости приводит к смещению минимума КСВ в нужном направлении также на величину около 50 МГц, при этом увеличивается его минимальное значение до величины около 3, но при этом наблюдается расширение полосы частот по заданному уровню неравномерности до необходимой величины. В этом случае также требуется корректировка топологии.

Полученные результаты можно объяснить следующим образом. При разработке цепей согласования в расчёт не брались значения контактных ёмкостей, а также значения индуктивностей золотых 30 микронных проводников, используемых для соединения платы согласования с топологией кристалла и подстроечных

площадок согласующих индуктивностей. В процессе моделирования их влияние сложно учесть, так как их длина неодинакова и определяется технологическими возможностями. Влияние вышеназванных факторов может быть оценено лишь экспериментально и, учитывая полученные предварительные результаты, проведена корректировка топологии.

**Заключение.** В работе показана методика проектирования и реализация акустооптических дефлекторов, используемых в составе акустооптических устройств радиотехнического назначения. Теоретические расчёты и моделирование при проектировании были подтверждены результатами экспериментальных исследований изготовленных мелкой серии акустооптических дефлекторов. Таким образом, предложенная методика расчёта может использоваться для разработки АОД, используемых в АОИ, с некоторой возможностью поправки с использованием подстроечных микрополосковых и дискретных элементов цепей согласования СВЧ.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ушаков В.Н., Наумов К.П. Акустооптические сигнальные процессоры. – М.: Сайнс-пресс, 2003.
2. Шibaев С.С., Помазанов А.В., Роздобудько В.В. Акустооптические измерители параметров радиосигналов: монография. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2014. – 233 с.
3. Помазанов А.В., Шibaев С.С., Волик Д.П. Макет двухканального малогабаритного акустооптического частотомера // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2019. – № 5 (207). – С. 157-165.
4. Волик Д.П., Шibaев С.С., Помазанов А.В. Принципы построения и реализация акустооптических измерителей параметров радиосигналов // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 11 (148). – С. 175-182.
5. Пустовойт В.И., Пожар В.Э. Акустооптические спектральные устройства: состояние и перспективы // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия «Приборостроение». – 2011. – С. 6-15.
6. Шibaев С.С., Волик Д.П., Роздобудько В.В. Акустооптический приёмник-частотомер на основе дефлектора с противофазным возбуждением ультразвука // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2008. – № 4. – С. 32-37.
7. Волик Д.П., Роздобудько В.В. Анализ амплитудно-частотной характеристики акустооптического дефлектора с поверхностным аподизированным пьезопреобразователем // Журнал технической физики. – 2009. – Т. 79, № 6. – С. 124-128.
8. Акустооптический СВЧ дефлектор. Шibaев С.С., Волик Д.П., Новиков В.М., Помазанов А.В. Патент на полезную модель RU 145757 U1, 27.09.2014. Заявка № 2013153225/28 от 29.11.2013.
9. Vynnyk D.M., Reshotka O.G., Hajduchok V.G., Sugak D.Yu., Vakiv M.M. High frequency acousto-optic deflectors with bulk waves excitation of piezoelectric crystals surface // Modern information and electronic technologies. – 2016. – Vol. 1, No. 17. – P. 204-205.
10. Волик Д.П., Роздобудько В.В. Разработка и исследование акустооптического СВЧ дефлектора с секционированным поверхностным пьезопреобразователем // Вопросы специальной радиоэлектроники. – 2010. – № 2. – С. 110-122.
11. Блистанов А.А. [и др.]. Акустические кристаллы: Справочник / под ред. М.И. Шаскольской. – М.: Наука, 1982. – 632 с.
12. Магдич Л.Н., Молчанов В.Я. Акустооптические устройства и их применение. – М.: Радио и связь, 1978.
13. Балакиев В.И., Парыгин В.Н., Чирков Л.Е. Физические основы акустооптики. – М.: Радио и связь, 1985.
14. Морозов А.И., Проклов В.В., Станковский Б.А. Пьезоэлектрические преобразователи для радиоэлектронных устройств. – М.: Радио и связь, 1981. – 184 с.
15. Краковский В.А. Возбуждение объёмных упругих волн с поверхности пьезокристаллов симметрии  $3m$  // Известия ВУЗов. Физика. – 1997. – Т. 40, № 5. – С. 27-34.
16. Черне Х.И. Индуктивные связи и трансформации в электрических фильтрах. – М.: Связьиздат, 1962. – 316 с.

17. *Вольман В.И.* Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств. – М.: Радио и связь, 1982. – 326 с.
18. *Матей Г.Л., Янг Л., Джонс М.Т.* Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. – 1971. – 439 с.
19. *Шибяев С.С., Волик Д.П.* Автоматизированный стенд для акустооптических измерений // Приборы и техника эксперимента. – 2014. – № 4. – С. 141.
20. *Шибяев С.С., Волик Д.П.* Автоматизация акустооптических измерений // Специальная техника. – 2014. – № 2. – С.32–36.
21. *Шибяев С.С., Помазанов А.В., Волик Д.П.* Методы и средства акустооптических измерений: учебное пособие. – Ростов-на-Дону – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2018. – 124 с.

## REFERENCES

1. *Ushakov V.N., Naumov K.P.* Akustoopticheskie signal'nye protsessory [Acousto-optic signal processors]. Moscow: Sayns-press, 2002, 80 p.
2. *Shibaev S.S., Pomazanov A.V., Rozdobud'ko V.V.* Akustoopticheskie izmeriteli parametrov radiosignalov: monografiya [Acousto-optical measuring parameters of radio signals: monograph]. Rostov-on-Don: Izd-vo YuFU, 2014, 233 p.
3. *Pomazanov A.V., Shibaev S.S., Volik D.P.* Maket dvukhkanal'nogo malogabaritnogo akustoopticheskogo chastotomera [The prototype of two-channel small-sized AO cymometer]. *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2019, No. 5 (207), pp. 157-165.
4. *Volik D.P., Shibaev S.S., Pomazanov A.V.* Printsipy postroeniya i realizatsiya akustoopticheskikh izmeriteley parametrov radiosignalov [The principles of construction and realization of the acousto-optic measuring parameters of radio signals], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2013, No. 11 (148), pp. 175-182.
5. *Pustovoyt V.I., Pozhar V.E.* Akustoopticheskie spektral'nye ustroystva: sostoyanie i perspektivy [Acoustooptic spectral devices: state and prospects], *Vestnik MGTU im. N.E. Baumana. Seriya "Priborostroenie"* [Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Series Instrument Engineering], 2011, pp. 6-15.
6. *Shibaev S.S., Volik D.P., Rozdobud'ko V.V.* Akustoopticheskiy priemnik-chastotomer na osnove deflektora s protivofaznym vzbuzhdeniem ul'trazvuka [Acoustooptic receiver-cymometer on the base of deflector with anti-phase excitation of ultrasound], *Izvestiya vuzov Rossii. Radioelektronika* [News of russian universities. Radioelectronics], 2008, Issue 4, pp. 32-37.
7. *Volik D.P., Rozdobud'ko V.V.* Analiz amplitudno-chastotnoy kharakteristiki akustoopticheskogo deflektora s poverkhnostnym apodizirovannym p'ezopreobrazovatelem [Analysis of amplitude-frequency response of AO deflector with surface apodized piezoelectric transducer], *Zhurnal tekhnicheskoy fiziki* [Technical Physics Journal], 2009, Vol. 79, No. 6, pp.124-128.
8. *Shibaev S.S., Volik D.P., Novikov V.M., Pomazanov A.V.* Akustoopticheskiy SVCh deflektor [Acoustooptic SHF deflector], *Patent na poleznuyu model* [Patent on utility model], RU 145757 U1, 27.09.2014.
9. *Vynnyk D.M., Reshotka O.G., Hajduchok V.G., Sugak D.Yu., Vakiv M.M.* High frequency acousto-optic deflectors with bulk waves excitation of piezoelectric crystals surface, *Modern information and electronic technologies*, 2016, Vol. 1, No. 17, pp. 204-205.
10. *Volik D.P., Rozdobud'ko V.V.* Razrabotka i issledovanie akustoopticheskogo SHF deflektora s sektionirovannym poverkhnostnym p'ezopreobrazovatelem [Development and research of AO SHF deflector with section surface piezoelectric transducer], *Voprosy spetsialnoy radioelektroniki* [Questions of special radioelectronics], 2010, No. 2, pp. 110-122.
11. *Akusticheskie kristally: Spravochnik* [Acoustic crystals: Reference book], pod red. M.I. Shaskolskoy. Moscow: Science, 1982, 632 p.
12. *Magdich L.N., Molchanov V.Ya.* Akustoopticheskie ustroystva i ikh primeneniye [Acousto-optic devices and their application]. Moscow: Radio i svyaz', 1978, 112 p.
13. *Balakshiy V.I., Parygin V.N., Chirkov L.E.* Fizicheskie osnovy akustooptiki [Physical basis of acousto-optics]. Moscow: Radio i svyaz', 1985, 278 p.
14. *Morozov A.I., Proklov V.V., Stankovskiy B.A.* P'ezoelektricheskie preobrazovateli dlya radioelektronnykh ustroystv [Piezoelectric transducers for radioelectronic devices]. Moscow: Radio i svyaz', 1981, 184 p.

15. *Krakovskiy V.A.* Vozbuzhdenie ob'emnykh uprugikh voln s poverkhnosti p'ezocrystallov simmetrii 3m [Excitation of bulky elastic waves from surface of piezoelectric crystals of symmetry 3m], *Izvestiya VUZov. Fizika* [Izvestiya VUZov. Physics], 1997, Vol. 40, No. 5, pp. 27-34.
16. *Cherne H.I.* Induktivnye svyazi i transformatsii v elektricheskikh filtrah [Inductive couples and transformations in electric filters]. Moscow: Svyaz'izdat, 1962, 316 p.
17. *Volman V.I.* Spravochnik po raschyotu i konstruirovaniyu SVCh poloskovykh ustroystv [Reference book on calculation and design of SHF strip devices], Moscow: Radio i svyaz', 1982, 326 p.
18. *Matey G.L., Yang L., Dzjons M.T.* Filtry SVCh, soglasuyuschiye tsepi i tsepi svyazi [Filters of SHF, matching networks and couple networks], 1971. 439 p.
19. *Shibaev S.S., Volik D.P.* Avtomatizirovannyi stend dlya akustoopticheskikh izmereniy [Automated set for AO measurements], *Pribory i tekhnika experimenta* [Instrumentation and experiment technique], 2014, No. 4, pp.141.
20. *Shibaev S.S., Volik D.P.* Avtomatizatsiya akustoopticheskikh izmereniy [Automatization of AO measurements], *Spetsial'naya tekhnika* [Instrumentation and experiment technique], 2014, No. 2, pp. 32-36.
21. *Shibaev S.S., Pomazanov A.V., Volik D.P.* Metody i sredstva akustoopticheskikh izmereniy: uchebnoe posobie [Methods and means of acoustooptic measurements: tutorial], Rostov-on-Don – Taganrog: Izd-vo YuFU, 2018, 124 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор К.Е. Румянцев.

**Помазанов Александр Васильевич** – Южный федеральный университет; e-mail: pav\_tsure@mail.ru; 347922, г. Таганрог, ул. Шевченко, 2; тел.: 88634361573; кафедра информационной безопасности телекоммуникационных систем; к.т.н.; доцент.

**Волик Денис Петрович** – e-mail: DVLbest@mail.ru; кафедра радиотехнической электроники; старший преподаватель.

**Шибяев Станислав Сергеевич** – e-mail: sheab@list.ru; лаборатория нанофотоники и оптоэлектроники; с.н.с.; к.т.н.

**Pomazanov Alexander Vasilievich** – Southern Federal University; e-mail: pav\_tsure@mail.ru; 2, Shevchenko street, Taganrog, 347922, Russia; phone: +78634361573; the department of telecommunication systems informational security; associate professor; cand. of eng. sc.

**Volik Denis Petrovich** – e-mail: DVLbest@mail.ru; the department of radioengineering electronics; senior lecturer.

**Shibaev Stanislav Sergeevich** – e-mail: sheab@list.ru; laboratory of nanophotonics and optoelectronics; senior scientist; cand. of eng. sc.

## Раздел IV. Электроника, нанотехнологии и приборостроение

УДК 537.226.86

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-172-179

Л.А. Дыкина, А.А. Панич, А.В. Скрылёв, Ю.А. Проскорякова

### ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕНЕРИРУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ НА ОСНОВЕ ЦИРКОНАТА-ТИТАНАТА СВИНЦА С НИЗКИМ СОДЕРЖАНИЕМ ТИТАНА

Данная статья посвящена твердым растворам на основе ЦТС как основы активных элементов для разовых импульсных источников энергии. В статье оценена генерирующая способность пьезокерамического материала на основе цирконата-титаната свинца с низким содержанием титана ( $Zr/Ti$  0,94/0,06 + 1 %  $Nb_2O_5$ ) при его ударном нагружении. В таких материалах фазовый переход, индуцированный давлением (одноосным, импульсным гидростатическим или ударной волной), происходит из полярной сегнетоэлектрической фазы в неполярную антисегнетоэлектрическую. Высвобождаемая энергия в этом случае на порядок выше, чем при пьезоэффекте. Мерой накопления электрического заряда является значение остаточной поляризации, пропорциональное электрической энергии, высвобождаемой при фазовом переходе. В ходе работы получены основные электрофизические параметры исследуемого материала: относительная диэлектрическая проницаемость, тангенс угла диэлектрических потерь в слабых полях, пьезомодуль  $d_{33}$ . Получен ряд численных значений остаточной поляризации исследуемого материала несколькими методами: термической деполяризации и ударным нагружением; рассчитана плотность накопленной энергии как отношение остаточной поляризации к двум абсолютным диэлектрическим проницаемостям. Проведены оценка генерирующей способности исследуемого материала и сравнительный анализ с промышленно выпускаемым пьезокерамическим материалом ЦТС-19. Установлено, что плотность накопленной энергии у исследуемого материала на два порядка выше, чем у ЦТС-19. Также стоит отметить, что индуцированный давлением фазовый переход из сегнетоэлектрической в антисегнетоэлектрическую фазу для материалов с низким содержанием титана происходит при значительно меньших давлениях, чем в материалах, находящихся вблизи морфотропной границы. Такое поведение обусловлено тем, что энергии состояний сегнетоэлектрической и антисегнетоэлектрической фаз отличаются незначительно, поэтому достаточно относительно небольшого внешнего воздействия (давления или электрического поля), чтобы нарушить существующую стабильность и перевести пьезокерамику из одного фазового состояния в другое. Этот факт оказывает положительное влияние на генерирующую способность элементов, изготовленных из исследуемого материала, так как при воздействии высокого давления происходит сильное снижение электрического сопротивления пьезокерамики, и значительная часть электрической энергии может рассеиваться в самом пьезоэлементе.

Пьезогенератор; остаточная поляризация; пьезомодуль; электрический заряд; ЦТС.

L.A. Dykina, A.A. Panich, A.V. Skrylev, Yu.A. Proskoryakova

**STUDY OF GENERATING CAPACITY OF PIEZOCERAMIC ELEMENTS  
BASED ON LEAD ZIRCONATE-TITANATE WITH LOW TITANIUM  
CONTENT**

*This article is devoted to PZT-based solid solutions as the basis of active elements for single-use pulsed energy sources. The article evaluates the generating ability of a piezoceramic material based on lead zirconate-titanate with a low titanium content (Zr/Ti 0,94/0,06 + 1 % Nb<sub>2</sub>O<sub>5</sub>) under its shock loading. In such materials, the pressure-induced (uniaxial, pulsed hydrostatic, or shock wave) phase transition occurs from the polar ferroelectric phase to the non-polar antiferroelectric phase. The released energy in this case is an order of magnitude higher than with the piezoelectric effect. A measure of the accumulation of electrical charge is the value of the residual polarization, which is proportional to the electrical energy released during the phase transition. In the course of the work, the main electrophysical parameters of the material under study were obtained: relative dielectric constant, dielectric loss tangent in weak fields, piezoelectric charge constant  $d_{33}$ . A number of numerical values of the residual polarization of the material under study were obtained by several methods: thermal depolarization and shock loading; the accumulated energy density is calculated as the ratio of the residual polarization to two absolute dielectric constants. An assessment of the generating capacity of the material under study and a comparative analysis with the industrially produced piezoceramic material PZT-19 are carried out. It was found that the density of the accumulated energy of the material under study is two orders of magnitude higher than that of PZT-19. It is also worth noting that the pressure-induced phase transition from the ferroelectric to antiferroelectric phase for materials with a low titanium content occurs at much lower pressures than in materials located near the morphotropic boundary. This behavior is due to the fact that the energies of the states of the ferroelectric and antiferroelectric phases differ insignificantly; therefore, a relatively small external influence (pressure or electric field) is sufficient to violate the existing stability and transfer piezoceramics from one phase state to another. This fact has a positive effect on the generating ability of elements made of the material under study, since when exposed to high pressure, the electrical resistance of the piezoelectric ceramics decreases significantly, and a significant part of the electrical energy can be dissipated in the piezoelectric element itself.*

*Piezogenerator; remanent polarization; piezoelectric charge constant; electric charge; PZT.*

**Введение.** В настоящее время проявляется большой интерес к разовым импульсным источникам питания [1]. Примером одного из них является сегнетоэлектрический генератор [2]. Сегнетоэлектрические генераторы, как правило, относительно недороги и состоят из небольшого пирозаряда и сегнетоэлектрического элемента. В качестве сегнетоэлектрического элемента традиционно используется пьезокерамика на основе ЦТС –  $\text{Pb}(\text{Zr}_{1-x}\text{Ti}_x)\text{O}_3$ .

В таких устройствах преобразование механической энергии в электрическую происходит за счет пьезоэффекта или фазового перехода (ФП) из полярной сегнетоэлектрической фазы в неполярную антисегнетоэлектрическую ( $\text{СЭ} \rightarrow \text{АСЭ}$ ) при воздействии импульсного гидростатического сжатия или ударной волны.

По результатам исследований [3,4], при пьезоэффекте высвобождаемая электрическая энергия составляет  $2 \cdot 10^4 \cdot \text{Дж}/\text{м}^3$ , а при фазовом переходе ФП  $\text{СЭ} \rightarrow \text{АСЭ}$  она достигает  $1 \cdot 10^6 \cdot \text{Дж}/\text{м}^3$  и более [5]. Мерой накопления электрического заряда в поляризованной пьезокерамике в отсутствии электрического поля является остаточная поляризация  $P_{\text{ост}}$ . Величина  $P_{\text{ост}}$  зависит от химического состава пьезокерамики и технологии её изготовления, а также режимов поляризации. Чем выше  $P_{\text{ост}}$ , тем большую электрическую энергию может отдать пьезоэлемент во внешнюю электрическую нагрузку при волновом воздействии в результате вынужденного ФП  $\text{СЭ} \rightarrow \text{АСЭ}$ .

В литературе имеется целый ряд публикаций, посвящённых высвобождению электрической энергии поляризованной пьезоэлектрической керамикой на основе твёрдых растворов цирконата-титаната свинца (ЦТС) при фазовых переходах СЭ→АСЭ, индуцированных давлением [3–6]. Прикладываемое давление может быть гидростатическим, одноосным или ударно-волновым [7]. При воздействии высокого давления происходит сильное снижение электрического сопротивления пьезокерамики, и значительная часть электрической энергии теряется в самом пьезоэлементе. Исходя из этого, для высвобождения максимальной запасенной энергии, пьезокерамика должна обладать низким значением давления фазового перехода.

Низкое давление ФП СЭ→АСЭ обусловлено тем, что энергии состояний СЭ и АСЭ фаз отличаются незначительно, поэтому достаточно небольшого внешнего воздействия (давления или электрического поля), чтобы нарушить существующую стабильность и перевести пьезокерамику из одного фазового состояния в другое [8]. Таким образом, наиболее перспективными составами, имеющими низкие пороговые значения давлений вынужденных фазовых переходов, являются твёрдые растворы, находящиеся в СЭ состоянии и на фазовой диаграмме расположенные вблизи границы разделяющей СЭ и АСЭ состояния. Такой фазовый переход СЭ→АСЭ, например, имеет место в твёрдых растворах на основе ЦТС с малым содержанием титана.

Целью настоящей работы является изучение генерирующей способности пьезокерамических элементов на основе цирконата-титаната свинца с низким содержанием титана.

**1. Методика эксперимента.** В качестве модельного пьезокерамического материала был выбран промышленно выпускаемый пьезоматериал ЦТС-19 с соотношением  $Zr/Ti$  0,53/0,47 [9]. Из выбранного материала были изготовлены образцы размером 6х6х3мм по обычной керамической технологии. Далее на большие поверхности образцов нанесены электроды путем вжигания серебряносодержащей пасты. Образцы поляризованы в жидкой среде (полисилоксановая жидкость) полем 1,5 кВ/мм при температуре 120°C в течение 20 минут с последующим охлаждением под полем.

Для изготовления пьезокерамических элементов на основе цирконата-титаната свинца с низким содержанием титана был изготовлен пьезоматериал с соотношением  $Zr/Ti$  0,94/0,06 + 1%  $Nb_2O_5$  [10–12], оксид ниобия вводили в систему в качестве стабилизирующей добавки.

Из полученного пьезоматериала по обычной керамической технологии изготовлены образцы 6х6х3мм. Нанесение электрода и поляризацию пьезоэлементов проводили аналогично образцам из пьезоматериала ЦТС-19.

На не поляризованных образцах была определена температура Кюри  $T_C$ . Величину  $T_C$  определяли, как температуру, при которой достигается максимальное значение величины диэлектрической проницаемости материала по величине измеряемой статической электрической ёмкости образца на частоте 1кГц.

На поляризованных образцах были исследованы основные электрофизические характеристики материалов. Относительная диэлектрическая проницаемость ( $\epsilon_{33}^T/\epsilon_0$ ), тангенс угла диэлектрических потерь ( $tg\delta$ ), были измерены с помощью прецизионного измерителя импеданса Wayne Kerr Electronics WK 6510B. Пьезомодуль  $d_{33}$  был измерен в квазистатическом режиме на установке APC YE2730A. Для оценки остаточной поляризации поляризованных образцов использовался метод термической деполяризации [6] и метод ударного нагружения [13–17]. Плотность накапливаемой энергии была рассчитана по формуле

$$W = \frac{P_{\text{ост}}^2}{2\varepsilon},$$

где  $P_{\text{ост}}$  – остаточная поляризация пьезокерамики, Кл/м<sup>2</sup>,  $\varepsilon$  – средняя абсолютная диэлектрическая проницаемость в процессе деполяризации, Ф/м.

Для реализации метода термической деполяризации использована печь с автоматической регулировкой температуры SNOL 8,2/1100. Во время эксперимента образец помещался в стакан, наполненный мелкодисперсным кварцевым песком, в непосредственной близости с элементом располагалась хромель-алюмелевая термопара. Электроды пьезоэлемента соединялись с электрометрическим усилителем У5-11 подключённым к вольтметру В7-78/2 с подведённой термопарой. Данные с В7-78/2 регистрировались на ПК через интерфейс USB. Скорость нагрева составляла 3 °С/мин. Остаточная поляризация рассчитывалась как отношение интеграла экспериментально измеренного тока деполяризации к площади электрода:

$$P_r(T(t)) = \frac{1}{S_3} \int_0^t I(T(t)) \cdot dt,$$

где  $S_3$  – площадь электрода, м<sup>2</sup>;  $I$  – ток деполяризации, А.

Величина остаточной поляризации, выделяемой образцом при его ударном воздействии, определялась на установке с измерительной схемой, приведенной на рисунке 1. В качестве нагрузки использовался конденсатор ёмкостью 10 мкФ. Напряжение на обкладках конденсатора регистрировалось на осциллографе Rigol MSO2302A-S в режиме записи.

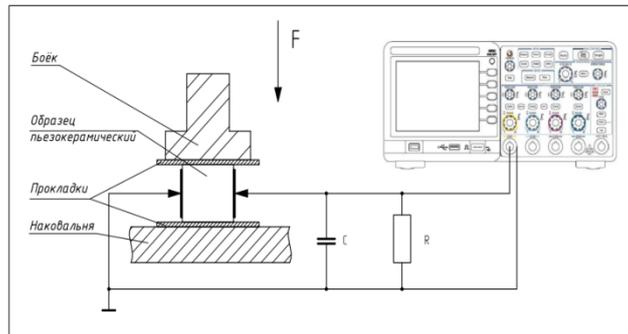


Рис. 1. Схема измерительная

Определяя напряжение  $U$  на выводах конденсатора и зная заряд  $q$ , величину остаточной поляризации рассчитывали по формуле:

$$P_r = U \cdot \frac{q}{S},$$

где  $P_r$  – остаточная поляризация пьезоэлектрического образца, Кл/м<sup>2</sup>;

$S$  – площадь поверхности образца, подлежащая ударной нагрузке, м<sup>2</sup>;

$U$  – напряжение на конденсаторе нагрузки, В;

$q$  – величина заряда конденсатора нагрузки, Кл.

**Результаты и обсуждения.** В табл. 1 представлены результаты измерений относительной диэлектрической проницаемости ( $\varepsilon_{33}^T/\varepsilon_0$ ), тангенса угла диэлектрических потерь ( $\text{tg}\delta$ ), пьезомодуля  $d_{33}$ , остаточной поляризации  $P_{\text{ост}}$ , температуры Кюри  $T_C$  и плотности накопленной энергии  $W$  для промышленного материала ЦТС-19 и исследуемого состава.

Таблица 1

**Основные электрофизические характеристики исследуемых образцов материалов**

Материал	Zr/Ti	$T_c, ^\circ\text{C}$	$\epsilon_{33}^T/\epsilon_0$	$\text{tg}\delta$	$d_{33} \cdot 10^{-12},$ Кл/Н	$\frac{P_{ост}^T}{\text{мкКл}}$ $\frac{\text{см}^2}{\text{см}^2}$	$\frac{P_{ост}^Y}{\text{мкКл}}$ $\frac{\text{см}^2}{\text{см}^2}$	$W,$ $\text{Дж/см}^3$
ЦТС-19	0,53/0,47	290	1900	0,02	380	32	14	0,58
Исследуемый состав	0,94/0,06	220	195	0,02	163	35	21	12,77
Примечание: $P_{ост}^T$ – остаточная поляризация, полученная методом термической деполяризации; $P_{ост}^Y$ – остаточная поляризация, полученная методом ударного воздействия; $W$ – плотность накопленной энергии рассчитана для ударного воздействия.								

Из формулы 1 следует, что максимальная электрическая энергия запасается в пьезоматериалах с высокой остаточной поляризацией и минимальным значением диэлектрической проницаемости.

Из табл. 1 видно, что пьезокерамический материал ЦТС-19 обладает достаточно высокими значениями относительной диэлектрической проницаемости по сравнению с пьезоматериалом с низким содержанием титана (6 % моль). К тому же, несмотря на низкие значения пьезомодуля  $d_{33}$ , у исследуемого состава значения остаточной поляризации и плотность запасенной энергии значительно превосходят данные, полученные на промышленном пьезоматериале ЦТС-19.

Следует отметить, что значения остаточной поляризации у образцов пьезоэлементов из модельного материала ЦТС-19 коррелируют с литературными данными, что свидетельствует о корректности выбранной методики и эксперимента в целом [18–20].

**Выводы.** Пьезокерамические материалы с низким содержанием титана, расположенные по составу вблизи границы между СЭ и АСЭ фазами обладают высокой остаточной поляризацией. Как показывает эксперимент, у исследуемого состава, полученная остаточная поляризация выше на 10 %, чем у промышленно выпускаемого, и широко используемого ЦТС-19, а значение диэлектрической проницаемости в 9 раз ниже. Из этого следует, что более высокие значения плотности энергии  $W$  следует ожидать у материалов с низким содержанием титана, расположенных по составу вблизи границы между СЭ и АСЭ фазами. По результатам экспериментальных данных у исследованного состава это значение в 22 раза превосходит пьезоматериал ЦТС-19.

Таким образом, совокупность полученных электрофизических параметров позволяет сделать вывод о преимуществах пьезокерамических материалов с низким содержанием титана, расположенных по составу вблизи границы между СЭ и АСЭ фазами, в целях получения коротких высоковольтных импульсов в устройствах генерации электрической энергии.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Shkuratov S.I., Talantsev E.F., Menon L., Temkin H., Baird J., Altgilbers L.L. Compact high-voltage generator of primary power based on shock wave depolarization of lead zirconate titanate piezoelectric ceramics // Review of Scientific Instruments. – 2004. – Vol. 75 (8). – P. 2766-2769.

2. *Лайнс М., Гласс А.* Сегнетоэлектрики и родственные им материалы. – М.: Мир, 1981. – 736 с.
3. *Bauer F., Vollrath K.* Behaviour of non-linear ferroelectric ceramics under shock waves // *Ferroelectrics*. – 1976. – Vol. 12. – P. 153-156.
4. *Lysne P.C., Percival C.M.* Electric energy generation by shock compression of ferroelectric ceramics: Normalmode response of PZT 95/5 // *J. Appl. Phys.* – 1975. – Vol. 46, No. 4. – P. 1519-1525.
5. *Bauer F., Vollrath K., Fétiveay Y., and Eyraud L.* Ferroelectric ceramics: Application to mechanical-electrical energy conversion under shock compression // *Ferroelectrics*. – 1976. – Vol. 10, No. 1. – P. 61-64.
6. *Shkuratov S.I., Baird J., Antipov V.G., Talantsev E.F., Lynch C.S., Altgilbers L.L.* PZT 52/48 depolarization: Quasi-static thermal heating versus longitudinal explosive shock // *IEEE Transactions on Plasma Science*. – 2010. – Vol. 38 (8). – P. 1856-1863.
7. *Linde R.K.* Depolarization of ferroelectrics at high strain rates // *Journal of Applied Physics*. – 1967. – Vol. 38 (12). – P. 4839-4842.
8. *Lysne P.C.* Resistivity of shock-wave-compressed PZT 95/5 // *Journal of Applied Physics*. – 1977. – Vol. 48 (11). – P. 4565-4568.
9. *Shkuratov S.I., Baird J., Talantsev E.F.* The depolarization of Pb(Zr0.52Ti0.48)O3 ferroelectrics by cylindrical radially expanding shock waves and its utilization for miniature pulsed power // *Review of Scientific Instruments*. – 2011. – Vol. 82 (5).
10. *Avdeev M., Jorgensen J.D., Short S., Samara G.A., Venturini E.L., Yang P., Morosin B.* Pressure-induced ferroelectric to antiferroelectric phase transition in Pb0.99 (Zr0.95 Ti0.05) 0.08 Nb0.2 O3 // *Physical Review B - Condensed Matter and Materials Physics*. – 2006. – Vol. 73 (6).
11. *Jiang Y., Wang X., Zhang F., He H.* Breakdown and critical field evaluation for porous PZT 95/5 ferroelectric ceramics under shock wave compression // *Smart Materials and Structures*. – 2006. – Vol. 23 (8).
12. *Setchell R., Montgomery S., Chhabildas C.* The effects of shock stress and field strength on shock-induced depoling of normally poled PZT 95/5 // *AIP Conf. Proc.* – 2000. – Vol. 505. – P. 979.
13. *Cheret R., Andriot P., Chapron P., Le Drean C., Lezaud J.M., Loichot R., Martineau J., and Olive F.* Shock-wave experiments using explosives and light-gas gun facilities // *AIP Conf. Proc.* – 1982. – Vol. 78. – P. 626.
14. *Doran D.G.* Shock-wave compression of barium titanate and 95/5 lead zirconate titanate // *Journal of Applied Physics*. – 1968. – Vol. 39 (1). – P. 40-47.
15. *Lysne P.C., Percival C.M.* Electric energy generation by shock compression of ferroelectric ceramics: Normal-mode response of PZT 95/5 // *Journal of Applied Physics*. – 1975. – Vol. 46 (4). – P. 1519-1525.
16. *Cho K.H., Seo C.E., Choi Y.S., Ko Y.H., Kim K.J.* Effect of pressure on electric generation of PZT(30/70) and PZT(52/48) ceramics near phase transition pressure // *Journal of the European Ceramic Society*. – 2012. – Vol. 32 (2). – P. 457-463.
17. *Fétiveauj Y., Eyraudi L.* Ferroelectric Ceramics: Application to Mechanical Electrical Energy Conversion Under Shock Compression // *Ferroelectrics*. – 1976. – Vol. 10 (1). – P. 61-64.
18. *Lysne P.C.* Shock-induced polarization of a ferroelectric ceramic // *Journal of Applied Physics*. – 1977. – Vol. 48 (3). – P. 1024-1031.
19. *Setchell R.E., Montgomery S.T., Cox D.E., Anderson M.U.* Initial temperature effects on the dielectric properties of PZT 95/5 during shock compression // *AIP Conference Proceedings*. – 2007. – Vol. 955. – P. 193-196.
20. *Bragunets V.A., Simakov V.G., Borisenok V.A., Borisenok S.V., Kruchinin V.A.* Shock-induced electrical conductivity in some ferroelectrics // *Combustion, Explosion and Shock Waves*. – 2010. – Vol. 46 (2). – P. 231-236.

#### REFERENCES

1. *Shkuratov S.I., Talantsev E.F., Menon L., Temkin H., Baird J., Altgilbers L.L.* Compact high-voltage generator of primary power based on shock wave depolarization of lead zirconate titanate piezoelectric ceramics, *Review of Scientific Instruments*, 2004, Vol. 75 (8), pp. 2766-2769.
2. *Layns M., Glass A.* Сегнетоэлектрики и родственные им материалы [Ferroelectrics and related materials]. Moscow: Mir, 1981, 736 p.

3. Bauer F., Vollrath K. Behaviour of non-linear ferroelectric ceramics under shock waves, *Ferroelectrics*, 1976, Vol. 12, pp. 153-156.
4. Lysne P.C., Percival C.M. Electric energy generation by shock compression of ferroelectric ceramics: Normalmode response of PZT 95/5, *J. Appl. Phys.*, 1975, Vol. 46, No. 4, pp. 1519-1525.
5. Bauer F., Vollrath K., Fétique Y., and Eyraud L. Ferroelectric ceramics: Application to mechanical-electrical energy conversion under shock compression, *Ferroelectrics*, 1976, Vol. 10, No. 1, pp. 61-64.
6. Shkuratov S.I. Baird J. Antipov V.G. Talantsev E.F. Lynch C.S. Altgilbers L.L. PZT 52/48 depolarization: Quasi-static thermal heating versus longitudinal explosive shock, *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2010, Vol. 38 (8), pp. 1856-1863.
7. Linde R.K. Depolarization of ferroelectrics at high strain rates, *Journal of Applied Physics*, 1967, Vol. 38 (12), pp. 4839-4842.
8. Lysne P.C. Resistivity of shock-wave-compressed PZT 95/5, *Journal of Applied Physics*, 1977, Vol. 48 (11), pp. 4565-4568.
9. Shkuratov S.I., Baird J., Talantsev E.F. The depolarization of Pb(Zr<sub>0.52</sub>Ti<sub>0.48</sub>)O<sub>3</sub> ferroelectrics by cylindrical radially expanding shock waves and its utilization for miniature pulsed power, *Review of Scientific Instruments*, 2011, Vol. 82 (5).
10. Avdeev M., Jorgensen J.D., Short S., Samara G.A., Venturini E.L., Yang P., Morosin B. Pressure-induced ferroelectric to antiferroelectric phase transition in Pb<sub>0.99</sub>(Zr<sub>0.95</sub>Ti<sub>0.05</sub>)<sub>0.08</sub>Nb<sub>0.2</sub>O<sub>3</sub>, *Physical Review B - Condensed Matter and Materials Physics*, 2006, Vol. 73 (6).
11. Jiang Y., Wang X., Zhang F., He H. Breakdown and critical field evaluation for porous PZT 95/5 ferroelectric ceramics under shock wave compression, *Smart Materials and Structures*, 2006, Vol. 23 (8).
12. Setchell R., Montgomery S., Chhabildas C. The effects of shock stress and field strength on shock-induced depoling of normally poled PZT 95/5, *AIP Conf. Proc.*, 2000, Vol. 505, pp. 979.
13. Cheret R., Andriot P., Chapron P., Le Drean C., Lezaud J.M., Loichot R., Martineau J., and Olive F. Shock-wave experiments using explosives and light-gas gun facilities, *AIP Conf. Proc.*, 1982, Vol. 78, pp. 626.
14. Doran D.G. Shock-wave compression of barium titanate and 95/5 lead zirconate titanate, *Journal of Applied Physics*, 1968, Vol. 39 (1), pp. 40-47.
15. Lysne P.C., Percival C.M. Electric energy generation by shock compression of ferroelectric ceramics: Normal-mode response of PZT 95/5, *Journal of Applied Physics*, 1975, Vol. 46 (4), pp. 1519-1525.
16. Cho K.H., Seo C.E., Choi Y.S., Ko Y.H., Kim K.J. Effect of pressure on electric generation of PZT(30/70) and PZT(52/48) ceramics near phase transition pressure, *Journal of the European Ceramic Society*, 2012, Vol. 32 (2), pp. 457-463.
17. Fétique Y., Eyraudi L. Ferroelectric Ceramics: Application to Mechanical Electrical Energy Conversion Under Shock Compression, *Ferroelectrics*, 1976, Vol. 10 (1), pp. 61-64.
18. Lysne P.C. Shock-induced polarization of a ferroelectric ceramic, *Journal of Applied Physics*, 1977, Vol. 48 (3), pp. 1024-1031.
19. Setchell R.E., Montgomery S.T., Cox D.E., Anderson M.U. Initial temperature effects on the dielectric properties of PZT 95/5 during shock compression, *AIP Conference Proceedings*, 2007, Vol. 955, pp. 193-196.
20. Bragunets V.A., Simakov V.G., Borisenok V.A., Borisenok S.V., Kruchinin V.A. Shock-induced electrical conductivity in some ferroelectrics, *Combustion, Explosion and Shock Waves*, 2010, Vol. 46 (2), pp. 231-236.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Ю.К. Шелковников.

**Дыкина Любовь Александровна** – Южный федеральный университет, Институт высоких технологий и пьезотехники; e-mail: dykina@mail.ru, 344090, г. Ростов-на-Дону, ул. Мильчакова, 10; начальник отдела.

**Панич Александр Анатольевич** – e-mail: rctt.rctt@mail.ru, директор института.

**Скрылев Александр Владимирович** – e-mail: skrylyov@sfnedu.ru; ведущий инженер.

**Проскорякова Юлия Анатольевна** – Ростовский государственный университет путей сообщения; e-mail: ydo@yandex.ru; 344038, г. Ростов-на-Дону, пр-т. Ленина 2; доцент.

**Dykina Lyubov Alexandrovna** – Southern Federal University, Institute for Advanced Technologies and Piezotechnics; e-mail: diykina@mail.ru; 344090, Rostov-on-Don, Milchakova street, 10; chief of laboratory.

**Panich Alexander Anatol'evich** – e-mail: rctt.rctt@mail.ru, director; professor.

**Skrylev Alexander Vladimirovich** – e-mail: skrylyov@sfnedu.ru, leading engineer.

**Proskoryakova Yulia Anatol'evna** – Rostov State Transport University; e-mail: ydo@yandex.ru, 344038, Rostov-on-Don, av. Lenina, 2; associate professor.

УДК 53.082.4

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-179-189

**О.В. Зацекляный**

### **АЛГОРИТМ ТЕМПЕРАТУРНОЙ КОРРЕКЦИИ ВИБРАЦИОННЫХ ПЛОТНОМЕРОВ**

*Рассматривается дополнительная температурная погрешность вибрационных плотномеров жидкостей и газов, а именно проблема влияния изменения температуры среды на частоту колебаний вибропреобразователей плотности. Описывается принцип действия и преимущества вибрационных плотномеров. Приводится анализ и описание существующих алгоритмов вычисления плотности и активной термокомпенсации, а также их недостатки. Указывается на серьёзные ограничения температурного диапазона калибровки существующих методов, связанные с обязательным применением дистиллированной воды. Опираясь на проведённое ранее моделирование вибропреобразователя и на выявленную основную роль температурных свойств модуля упругости металла, предложен новый алгоритм термокомпенсации без применения жидкостей-компараторов. Приводятся преимущества нового алгоритма, связанные с использованием вакуума в качестве среды, окружающей вибропреобразователь. В качестве основного преимущества приводится значительное расширение калибруемого температурного диапазона. Предполагается возможность применения алгоритма для калибровки плотномеров при экстремально низких и высоких температурах. Приведены формулы вычисления значения периода колебаний преобразователя, с учётом температурных изменений - термокомпенсированного периода. Описаны преимущества применения в качестве градуировочной функции полинома второго порядка с нулевым линейным членом. Подробно описаны методики проведения экспериментов, виды оборудования и средств измерений. Представлены полученные экспериментальные данные для вибропреобразователей из трёх разных металлов. Проведён анализ полученных данных и сделан вывод о целесообразности применения предложенного алгоритма термокомпенсации вибропреобразователей плотности жидкостей и газов.*

*Вибропреобразователь; плотномер; дополнительная погрешность от температуры; алгоритм термокомпенсации; жидкость-компаратор; калибровочные коэффициенты.*

**O.V. Zatserklyanyi**

### **ALGORITHM FOR TEMPERATURE CORRECTION OF VIBRATION DENSITY METERS**

*In this article additional temperature error of vibration density meters in liquids and gases is reviewed. Particularly scrutinized are the effects of change in the temperature of the medium on the vibration frequency of the density vibration transducers. Main principle of operation and advantages of vibration density meters is described. The article analyzes and describes the existing algorithms of calculating density and active temperature compensation as well as the disadvantages of those algorithms. It points out to the significant limitations of temperature calibration diapason of the existing methods which relate to the necessity of using distilled water. Basing on the previous vibration transducer simulation and on the established main func-*

*tion of the elastic modules of the metal' temperature properties a new thermal compensation algorithm, which does not involve liquid compensators, was introduced. Main advantages of the new algorithm are demonstrated. Those advantages emerge due to using vacuum as a medium surrounding the vibration transducer. One of the most notable benefits is significant extension of the calibrated temperature range. A possibility of applying the algorithm for calibrating density meters in extreme temperatures is introduced. Furthermore, formulas for calculating the value of the oscillation period of the converter which account for temperature changes (thermal compensation period) are presented. The advantages of using second order polynomial with zero linear term as a calibration function are also provided. Methodology behind conducting the experiments, types of equipment and measuring instruments are described in detail. Resulting experimental data for vibration transducers made of three different metals is presented. The obtained data is analyzed, which led to a conclusion that application of suggested algorithm of thermal compensation of liquid and gases density meters' vibration transducers is feasible and expedient.*

*Vibrations transducer; density meter; additional temperature measurement error; thermal compensation algorithm; comparator fluid; calibration coefficients.*

**Введение.** Дополнительная температурная погрешность является неотъемлемой характеристикой любого средства измерения и часто становится наибольшей составляющей полной погрешности прибора. В вибрационных плотномерх изготовленных из нержавеющей сталей или титана чувствительность к температуре может достигать  $1 \text{ кг/м}^3/\text{°C}$ , поэтому минимизация этого параметра является одной из основных задач при проектировании устройств.

Применяемые методы снижения влияния температуры на погрешность измерения можно условно разделить на две группы: минимизация температурной зависимости преобразователя вида энергии – пассивная термокомпенсация и коррекция полученных значений выходного сигнала или вычисленной измеряемой величины – активная термокомпенсация. С появлением микропроцессорной техники вторая группа получила новый мощный импульс в развитии. Постоянное снижение энергопотребления и повышение производительности микропроцессоров и периферии позволяет реализовывать всё более сложные математические методы и алгоритмы непосредственно внутри измерительных приборов. В настоящей статье речь пойдёт об одном из методов активной температурной коррекции вибрационных плотномеров.

В вибрационных плотномерх плотность жидкости или газа определяется по резонансной частоте некоторого тела (вибратора) взаимодействующего с измеряемой средой. По способу взаимодействия различают проточные и погружные вибропреобразователи плотности (ВПП). В проточных ВПП жидкость или газ протекают внутри резонатора и участвует в колебаниях как инертная масса. Как правило, это трубчатые ВПП, в которых возбуждение и измерение параметров осуществляется с помощью электромагнитной системы. В погружных ВПП вибратор помещается непосредственно в измеряемую среду, вовлекаемую в движение и действующую как некоторая «присоединённая масса» [1]. Величина этого воздействия зависит от плотности вещества, поэтому девиация частоты резонанса является параметром, по которому определяется плотность.

Высокая точность (до  $0,1 \text{ кг/м}^3$ ), чувствительность, надёжность, индифферентность к типу и составу жидкости, широкий диапазон температур и давлений, а также лёгкая автоматизация процесса это метод измерения плотности одним из самых перспективных и востребованных.

**Предлагаемый алгоритм термокомпенсации ВПП.** Существуют различные типы математических моделей для калибровки ВПП по влияющему фактору [2–5]. Все модели требуют проведения измерений плотности на некоторых эта-

лонных жидкостях и газах в диапазоне изменения влияющего фактора. В случае термокомпенсации измерения проводятся во всём предполагаемом диапазоне температур измеряемых жидкостей. Анализ методик поверки и калибровки существующих погружных вибрационных плотномеров [6–9] показал, что в качестве измеряемых сред обычно используют жидкости с малой вязкостью и газы с известными свойствами в широком диапазоне температур и давлений, в частности, дистиллированную воду, нефтепродукты, спирты и чистый азот.

Как правило, общее уравнение плотности имеет вид [10–12]:

$$\rho = K0 + K1 \times \tau + K2 \times \tau^2, \quad (1)$$

где  $\rho$  – расчётная плотность,  $\tau$  – период времени колебаний камертона, а  $K0$ ,  $K1$  и  $K2$  калибровочные коэффициенты преобразования периода колебаний в плотность измеряемой среды.

При этом температурная коррекция вводится как:

$$\rho' = \rho \times (1 + K18 \times (T - 20) + K19 \times (T - 20)^2), \quad (2)$$

где  $\rho'$  – компенсированная по температуре величина плотности,  $T$  – температура измерений, а  $K18$  и  $K19$  – поправочные температурные коэффициенты.

Калибровочные коэффициенты преобразования периода в плотность вычисляются по значениям периода колебаний ВПП, измеренным в нескольких жидкостях-компараторах и плотностей этих жидкостей, измеренных эталонным плотномером. Обычно применяют три жидкости со значениями плотности, равномерно распределёнными по предполагаемому диапазону измерения. Для вычисления поправочных температурных коэффициентов проводят аналогичные измерения в нескольких точках предполагаемого температурного диапазона, но в этом случае матрица состоит уже из значений плотности жидкостей-компараторов измеренных ВПП эталонным плотномером и температур жидкостей, измеренной эталонным термометром. Для аппроксимации этой поверхности обычно используются полиномиальные или кусочно-линейные функции, принимая, что изменение аддитивной и мультипликативной составляющих погрешности от температуры имеет линейный характер во всём диапазоне температур или её частях. Рассчитанные коэффициенты заносятся в постоянную память прибора, либо промышленного контроллера, которые проводят измерение периода колебаний и температуры среды, а далее по формуле 1 и 2 вычисляют плотность.

Алгоритм типичного процесса калибровки и вычисления коэффициентов термокомпенсации представлен на рис. 1. Необходимым этапом представленного алгоритма является калибровка по эталонным жидкостям и проверка абсолютной погрешности измерения плотности  $\Delta_p$ . Переход к процедурам термокомпенсации возможен только после достижения заданных параметров отклонения значений  $\Delta_{кр}$ , так как в процессе участвуют вычисленные значения плотности и их отклонения от истинных значений плотности эталонных жидкостей при различных температурах. На последнем этапе проверки вычисленных коэффициентов рекомендуется дополнительно проводить измерения на жидкостях отличных от использованных при калибровке. Представленный алгоритм отличается высокой трудоёмкостью, требует большого числа жидкостей-компараторов и значительных затрат времени работы оборудования, в том числе на проверочные операции. Кроме того применение воды ограничивает диапазон термокомпенсации областью положительных температур.

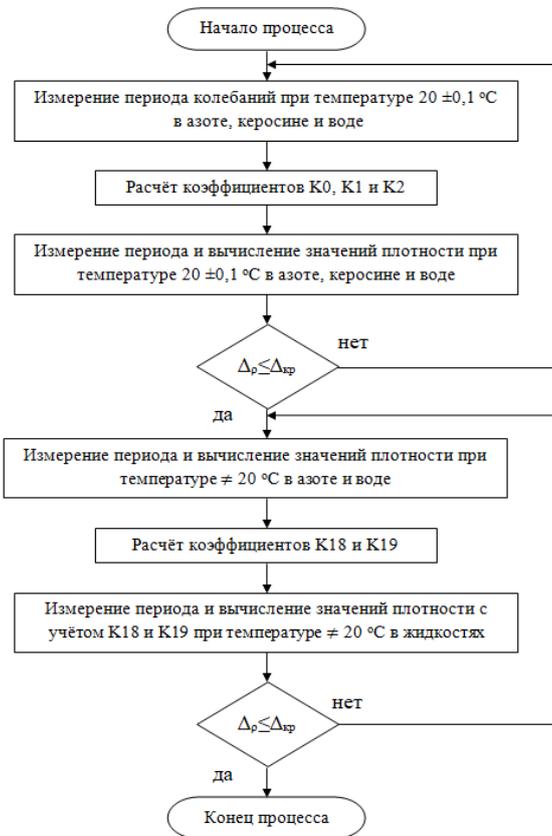


Рис. 1. Типичный алгоритм калибровки и термокомпенсации вибрационных плотномеров

Приведённые в [13] результаты моделирования выявили основные параметры, влияющий на изменение резонансной частоты ВПП от температуры: модуль упругости металла и его плотность. При этом влияние температурных изменений модуля Юнга на порядок превышает влияние остальных параметров. Основываясь на этой модели, можно предложить метод термокомпенсации не требующий проведение калибровки в жидкостях и газах во всём диапазоне температур. Предполагая изменение модуля упругости главным фактором, влияющим на изменение частоты колебаний ВПП с постоянной массой (без присоединённой массы), приходим к выводу о том, что температурные изменения резонансной частоты нужно фиксировать при нулевой плотности измеряемой среды. Поэтому предлагается проводить измерения периода резонансных колебаний в вакууме. В этом случае не требуется проводить калибровку по плотности до термокомпенсации, что даёт возможность существенно изменить алгоритм калибровки и расчёта коэффициентов, а именно, проводить калибровку по температуре до калибровки по плотности. Термокомпенсированный период колебаний может быть представлен как зависящая от температуры переменная в удобном для вычисления виде

$$\tau_T = \tau \times \sum_{i=0}^N K_{\tau i} (T - 20)^i, \quad (3)$$

где  $\tau$  – измеренный период колебаний,  $\tau_T$  – термокомпенсированный период колебаний,  $K_{\tau i}$  – коэффициенты полинома,  $T$  – температура ВПП.

После компенсации влияния температурных свойств модуля упругости металла проводится калибровка по плотности жидкости-компаратора и воздуху при температуре  $20 \pm 0,1$  °С. В качестве градуировочной функции применяется зависимость вида

$$\rho_{ж} = K2x^2 + K0, \quad (4)$$

где,  $K2$  и  $K0$  – некоторые константы, определяемые при калибровке в двух средах с известной плотностью [13].

Применение полинома второго порядка даёт возможность при калибровке применять только две среды с известной плотностью, одной из которых может быть воздух при атмосферном давлении. В качестве жидкости-компаратора удобно применять дистиллированную воду, поэтому не требуется проводить измерения плотности с помощью эталонного лабораторного плотномера. По измеренным значениям периода колебаний ВПП в дистиллированной воде и на воздухе определяются коэффициенты  $K0$  и  $K2$ , после чего можно приступить к контрольным операциям. При вычислении значения плотности по формуле 4, итоговый алгоритм калибровки по температуре приобретает вид, представленный на рис. 2.

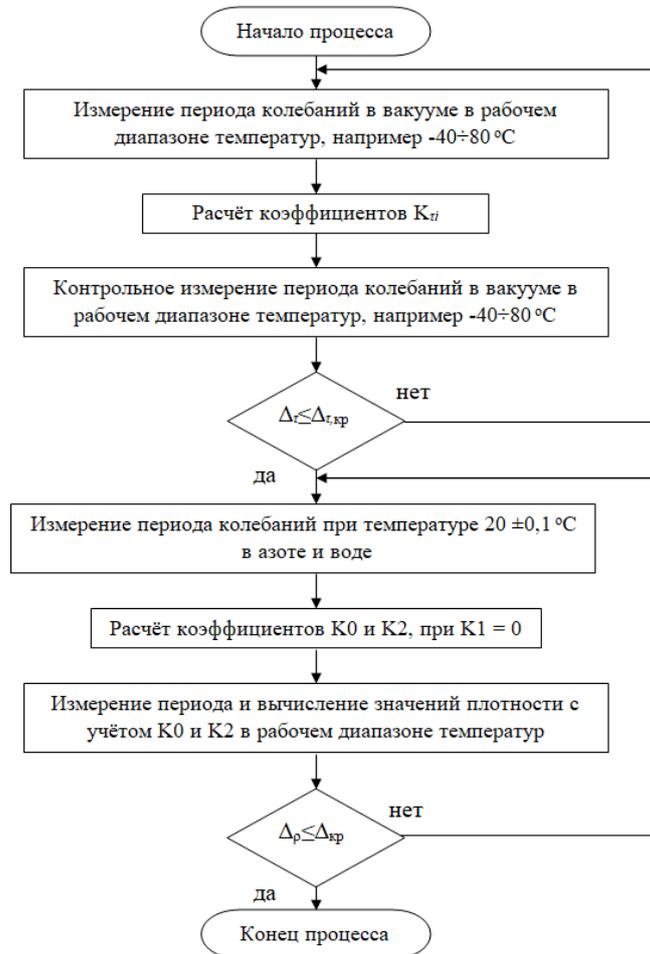


Рис. 2. Алгоритм калибровки вибрационных плотномеров по периоду колебаний ВПП

На первом шаге термокалибровки проводятся испытания исследуемого образца ВПП в вакууме. Для этого он монтируется в специальный сосуд, из которого выкачивается воздух. Далее вся конструкция устанавливается в климатическую камеру, где проходит весь цикл испытаний в требуемом диапазоне температур. В процессе термокалибровки ВПП проводятся измерения периода колебаний и температуры ВПП в температурных точках, расположенных через каждые 10 °С. Эти точки состояний формируют зависимость изменения периода колебаний от температуры, которая в общем случае может быть аппроксимирована различными методами. Наилучшим образом эта характеристика может быть описана полиномиальной функцией. Одним из главных преимуществ предлагаемого метода является существенное расширение диапазона температур термокалибровки, которые ограничены только термостойкостью ВПП, сосуда и линий связи. В частности таким способом проводилась калибровка ВПП диапазоне от минус 196 до 400 °С.

На втором шаге по измеренным значениям периода колебаний и температуры методом наименьших квадратов определяются коэффициенты полинома 3, которые заносятся в постоянную память прибора, после чего проводятся контрольные операции и измерения для подтверждения корректности проведённых расчётов и процедур записи.

После проведения контрольных операций и подтверждения расчётных характеристик проводится измерение периода колебаний ВПП при температуре  $20 \pm 0,1$  °С в воздух и в дистиллированной воде. По измеренным характеристикам производится расчёт коэффициентов  $K_0$  и  $K_2$ .

**Испытания.** Для проведения термокомпенсации в соответствии с предложенным алгоритмом необходимо исключить влияние всех факторов, влияющих на частоту колебаний ВПП, кроме температуры, поэтому в качестве измеряемой среды используется вакуум. Исследуемые ВПП присоединяются к баллону испытательного стенда Т 804.100, представленного на рис. 3 [14], после чего из него выкачивается воздух.

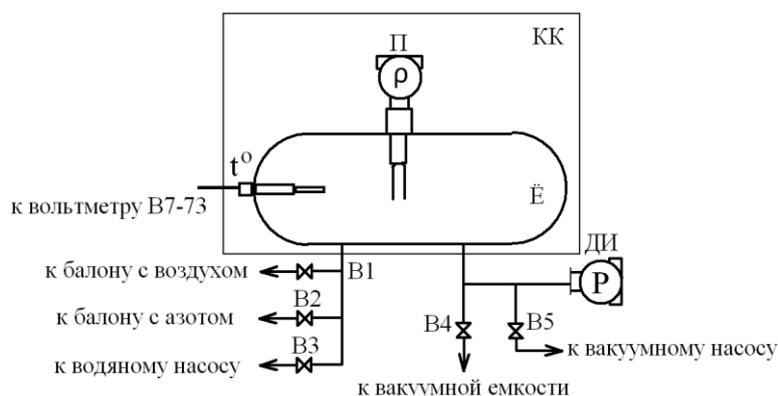


Рис. 3. Схема испытательного стенда Т 804.100

$t^{\circ}$  – термометр сопротивления; П –испытываемый плотномер 804; КК – камера климатическая (термокамера); Ё – ёмкость; В1 ÷ В5 – вентиль игольчатый ВД250; ДИ – датчик абсолютного давления.

Стенд состоит из баллона (Ё) объёмом 5 литров, выполненного из нержавеющей стали и выдерживающего давление до 20 МПа. В баллон вкручивается испытуемый ВПП и термометр сопротивления с погрешностью  $\pm 0,05$  °С. Преобразование сопротивления термопреобразователя в температуру осуществляется при

помощи цифрового вольтметра в режиме измерения температуры. К баллону подключён датчик давления с диапазоном измерения от 0 до 16 МПа и линии заправки и сброса чистых газов и вакуума. Подключение линий давления к баллону производится через ручные краны высокого давления В1÷В5. Предусмотрена возможность создания в системе вакуума, подачи воздуха, чистого азота и дистиллированной воды.

Баллон с установленным ВПП и термометром помещается в климатическую камеру (КК) (рис. 4), а датчик давления и дополнительное оборудование вынесены за её пределы. Для испытаний применялась климатическая камера с внутренним объёмом 1,0 м<sup>3</sup>. Датчик давления подключён к одной из пневматических линий, как показано на рис. 3. Из баллона с помощью вакуумного насоса удаляется воздух и перекрывается кран В5. Проводится проверка герметичности системы по показаниям давления. В процессе испытаний в климатической камере задаётся требуемая температура и выдерживается до стабилизации показаний термометра, установленного в баллоне.



Рис. 4. Внешний вид установки и плотномеров в процессе испытаний.

После стабилизации показаний температуры на индикаторе контроллера климатической камеры режим выдерживают до момента стабилизации показаний встроенного в баллон термометра. Значения показаний термометра могут незначительно отклоняться от установленной температуры. Как правило разность значений не превышает  $\pm 2,5$  °С. Измерения проводятся при температурах минус 50, 30, 10, плюс 10, 40, 60 и 80 °С. Возбуждение ВПП осуществлялось от генератора синусоидальных колебаний. Контроль сдвига фаз осуществляется при помощи осциллографа, а измерение периода колебаний – частотомера. Результаты измерений и аппроксимации приведены на рис. 5.

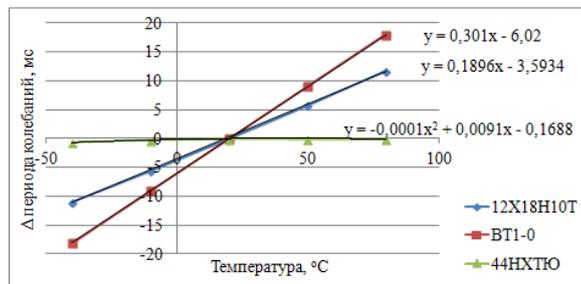


Рис. 4. Изменение периода колебаний экспериментальных образцов ВПП

Как и предполагалось в [13], наибольшее влияние температуры на частоту колебаний наблюдается у ВПП, изготовленного из титанового сплава ВТ1-0, что почти вдвое превышает изменение частоты у камертона из нержавеющей стали и примерно соответствует изменениям модуля упругости от температуры у этих металлов [15]. Следует отметить нелинейную зависимость частоты от температуры у ВПП, изготовленного из сплава со специальными свойствами модуля упругости, для аппроксимации которой потребовалось применение полинома третьей степени.

На следующем этапе испытаний необходимо получить значения коэффициентов преобразования периода колебаний в значение плотности. Для этого проводится калибровка по плотности эталонной жидкости и воздуху. Измерение периода колебаний в воздухе проводилось в климатической камере при температуре 20 °С. Для калибровки по жидкости применялся стенд, представленный на рис. 6, а в качестве жидкости-компаратора использовалась дистиллированная вода [16].

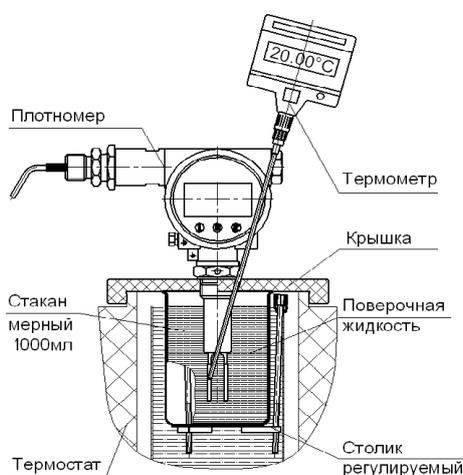


Рис. 5. Схема стенда для проверки плотномера жидкостями-компараторами

Для проверки корректности предложенного алгоритма термокомпенсации и калибровки после расчёта калибровочных коэффициентов проводились контрольные измерения периода резонансных колебаний исследуемых образцов ВПП в жидкостях компараторах при температурах 10, 30 и 40 °С. По значениям периода и температуры ВПП, а также полученных ранее коэффициентов, вычислялась плотность измеряемых сред. Выбранный диапазон температур обусловлен техническими характеристиками лабораторного плотномера, который использовался в качестве эталонного средства измерений.

Термокалибровочные коэффициенты представлены в табл. 1, результаты измерений характеристик ВПП из стали 12Х18Н10Т приведены в табл. 2 [17–20].

Таблица 1

**Рассчитанные термокалибровочные коэффициенты ВПП.**

Коэффициенты	ВПП №001	ВПП №002	ВПП №003
$K_{\tau 0}$	1	1	1
$K_{\tau 1}$	-2.12363E-4	-3,84220E-4	-4.38981E-6
$K_{\tau 2}$	0	0	1.75404E-7
$K_{\tau 3}$	0	0	-1.28357E-9

Таблица 2

**Погрешность измерения плотности жидкостей и воздуха ВПП №001  
в диапазоне температур от 10 до 40 °С.**

Наименование среды	t, °С	$\rho_0$ , кг/м <sup>3</sup>	$\tau$ , МКС	$\rho$ , кг/м <sup>3</sup>	$\Delta$ , кг/м <sup>3</sup>	$\tau_t$ , МКС	$\rho_t$ , кг/м <sup>3</sup>	$\Delta_t$ , кг/м <sup>3</sup>
Воздух	10	1,2	951,844	-4,1	-5,3	953,865	1,4	0,1
	20	1,2	953,816	1,2	0,0	953,816	1,2	0,0
	30	1,2	955,818	6,6	5,5	953,788	1,2	0,0
	40	1,1	957,880	12,2	11,1	953,811	1,2	0,1
Нефрас	10	698,6	1181,523	690,3	-8,3	1184,032	698,7	0,1
	20	689,9	1181,443	690,0	0,1	1181,443	690,0	0,1
	30	681,4	1181,507	690,2	8,8	1178,998	681,8	0,4
	40	672,3	1181,274	689,4	17,1	1176,257	672,7	0,4
Спирт	10	826,2	1218,817	817,1	-9,1	1221,406	826,1	-0,1
	20	817,7	1218,955	817,6	-0,1	1218,955	817,6	-0,1
	30	808,7	1219,032	817,9	9,2	1216,443	808,9	0,2
	40	799,6	1218,763	816,9	17,3	1213,587	799,1	-0,5
ПМС - 10	20	932,6	1251,744	932,4	-0,2	1251,744	932,4	-0,2
	30	922,8	1251,518	931,6	8,9	1248,861	922,2	-0,6
	40	914,4	1251,893	932,9	18,6	1246,576	914,1	-0,3
Вода	10	999,7	1267,925	990,2	-9,6	1270,617	999,9	0,1
	20	998,2	1270,145	998,2	-0,1	1270,145	998,2	-0,1
	30	995,7	1272,136	1005,3	9,7	1269,435	995,6	0,0
	40	992,2	1273,823	1011,4	19,2	1268,413	991,9	-0,3

**Выводы.** Анализ полученных результатов показывает, что:

♦ температурные зависимости образцов из стали 12Х18Н10Т и титана ВТ1-0 соответствуют модели ВПП, а наименьшие отклонения периода колебаний наблюдаются у образцов из сплава 44НХТЮ;

♦ наименьшие отклонения плотности вычисленной по предложенному алгоритму от измеренной лабораторным плотномером (принимаем эталонным) в диапазоне температур от 10 до 40 °С наблюдаются у ВПП, изготовленного из сплава 44НХТЮ (элинвар) и не превышает  $\pm 0,3$  кг/м<sup>3</sup>;

♦ отклонения значений плотности, вычисленной по предложенному алгоритму от измеренной лабораторным плотномером в диапазоне температур от 10 до 40 °С у ВПП, изготовленных из нержавеющей стали и титанового сплавов, близки и не превышает  $\pm 1,0$  кг/м<sup>3</sup>;

♦ полученные данные измерений полностью подтверждают возможность применения предложенного алгоритма термокомпенсации и калибровки ВПП.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Маловичко М.Ф., Анисеев А.А., Ткаченко В.А. Использование эффекта присоединённой массы для измерения плотности растворов // Известия Томского политехнического института им. С.М. Кирова. – 1970. – Т. 184.
2. Outcalt C.D. Holcomb and S.L. A theoretically based calibration and evaluation procedure for // Fluid Phase Equilib. – 1998. – Vol. 150/151. – P. 815-827.
3. Bouchot C., and Richon D. An enhanced method to calibrate vibrating tube densimeters // Fluid Phase Equilib. – 2001. – Vol. 191. – P. 189-208.
4. Comuñas María J.P. Density of Diethyl Adipate using a New Vibrating Tube Densimeter from (293.15 to 403.15) K and up to 140 MPa. Calibration and Measurements // J. Chem. Eng. – 2008. – Vol. 53. – P. 986-994.

5. *Al, José J. Segovia et. Automated densimetric system: Measurements and uncertainties for compressed fluids // J. Chem. Thermodynamics. – 2009. – Vol. 41. – P. 632-638.*
6. Преобразователи плотности и вязкости жидкости измерительные моделей 7825, 7826, 7827, 7828, 7829. Описание типа средства измерений №26331/1.
7. Плотномеры вибрационные Liquiphant M Density. Описание типа средства измерений №35819.
8. Плотномеры 804. Описание типа средства измерений №44065.
9. Плотномеры 804. Методика поверки МП.
10. Жуков Ю.П. Вибрационные плотномеры. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 144 с.
11. Техническое руководство – Цифровой вискозиметр модель 7829 - Solartron mobrey, 2002 г.
12. Преобразователи плотности жидкости измерительные Micro Motion 7835/45/47. Руководство по установке и настройке конфигурации. ММІ-20018786, Ред. АА, 2011. – 150 с.
13. Бозуш М.В., Зацерклянный О.В., Пикалев Э.М. Моделирование вибрационного датчика плотности методом конечных элементов // Датчики и системы. – 2018. – № 10. – С. 8-13.
14. Зацерклянный О.В. Вибрационные плотномеры газов и жидкостей для продукции газоконденсатных скважин // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. – 2011. – № 2. – С. 9-13.
15. Бабичев А.П., Бабушкина Н.А., Братковский А.М. и др. Физические величины: Справочник / под ред. И.С. Григорьева, Е.З. Мейлихова. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 1232 с.
16. ГОСТ 6709-72. Вода дистиллированная. Технические условия. – М.: Стандартиформ, 2007. – 12 с.
17. ГСССД 8-79 Воздух жидкий и газообразный. Плотность, энтальпия, энтропия и изобарная теплоёмкость при температурах 70–1500 К и давлениях 0,1...100 МПа. Таблицы стандартных справочных данных. – 10 с.
18. ГСССД 187-99 Вода. Удельный объем и энтальпия при температурах 0...1000 °С и давлениях 0,001...1000 МПа. Таблицы стандартных справочных данных. – 41 с.
19. ГОСТ 443-76. Нефрасы С2-80/120 и С3-80/120. Технические условия. – М.: Изд-во стандартов, 1988. – 7 с.
20. ГОСТ 13032-77. Жидкости полиметилсилоксановые. Технические условия. – М.: Изд-во стандартов, 1997. – 17 с.

## REFERENCES

1. *Malovichko M.F., Anikeev A.A., Tkachenko V.A. Ispol'zovanie effekta prisoedinennoy massy dlya izmereniya plotnosti rastvorov [The use of the attached mass effect for measuring the density of solutions], Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo instituta im. S.M. Kirova [Proceedings of the Tomsk Polytechnic Institute named after S. M. Kirov], 1970, Vol. 184.*
2. *Outcalt C.D. Holcomb and S.L. A theoretically based calibration and evaluation procedure for, Fluid Phase Equilib, 1998, Vol. 150/151, pp. 815-827.*
3. *Bouchot C., and Richon D. An enhanced method to calibrate vibrating tube densimeters, Fluid Phase Equilib, 2001, Vol. 191, pp. 189-208.*
4. *Comiñas María J.P. Density of Diethyl Adipate using a New Vibrating Tube Densimeter from (293.15 to 403.15) K and up to 140 MPa. Calibration and Measurements, J. Chem. Eng., 2008, Vol. 53, pp. 986-994.*
5. *Al, José J. Segovia et. Automated densimetric system: Measurements and uncertainties for compressed fluids, J. Chem. Thermodynamics, 2009, Vol. 41, pp. 632-638.*
6. *Preobrazovateli plotnosti i vyazkosti zhidkosti izmeritel'nye modeley 7825, 7826, 7827, 7828, 7829. Opisanie tipa sredstva izmereniy №26331/1 [Liquid density and viscosity transducers measuring models 7825, 7826, 7827, 7828, 7829. Description of the type of measuring instrument No. 26331/1].*
7. *Plotnomery vibratsionnye Liquiphant M Density. Opisanie tipa sredstva izmereniy №35819 [The Liquiphant M density meter the vibrating Density. Description of the type of measuring instrument No. 35819].*
8. *Plotnomery 804. Opisanie tipa sredstva izmereniy №44065 [Density meters 804. Description of the type of measuring instrument No. 44065].*
9. *Plotnomery 804. Metodika poverki MP [Density meters 804. Method of checking MP].*
10. *Zhukov Yu.P. Vibratsionnye plotnomery [Vibrational density meters]. Moscow: Energoatomizdat, 1991, 144 p.*

11. Tekhnicheskoe rukovodstvo – TSifrovoy viskozimetr model' 7829 - Solartron mobrey, 2002 g. [Technical Manual-Digital Viscometer model 7829-Solartron mobrey, 2002].
12. Preobrazovateli plotnosti zhidkosti izmeritel'nye Micro Motion 7835/45/47. Rukovodstvo po ustanovke i nastroyke konfiguratsii. MMI-20018786, Red. AA, 2011 [Liquid density transmitters measuring Micro Motion 7835/45/47. Installation and Configuration guide. MMI-20018786, Ed. AA, 2011], 150 p.
13. Bogush M.V., Zatserklyannyi O.V., Pikalev E.M. Modelirovanie vibratsionnogo datchika plotnosti metodom konechnykh elementov [Modeling of a vibration density sensor by the finite element method], *Datchiki i sistemy* [Sensors and systems], 2018, No. 10, pp. 8-13.
14. Zatserklyannyi O.V. Vibratsionnye plotnometry gazov i zhidkostey dlya produktsii gazokondensatnykh skvazhin [Vibrational density meters of gases and liquids for the production of gas-condensate wells], *Avtomatizatsiya, telemekhanizatsiya i svyaz' v neftyanoy promyshlennosti* [Automation, telemechanization and communication in the oil industry], 2011, No. 2, pp. 9-13.
15. Babichev A.P., Babushkina N.A., Bratkovskiy A.M. i dr. Fizicheskie velichiny: Spravochnik [Physical quantities: Handbook], ed.by I.S. Grigor'eva, E.Z. Meylikhova. Moscow: Energoatomizdat, 1991, 1232 p.
16. GOST 6709-72. Voda distillirovannaya. Tekhnicheskie usloviya [GOST 6709-72. Distilled water. Technical conditions]. Moscow: Standartinform, 2007, 12 p.
17. GSSSD 8-79 Vozdukh zhidkiy i gazoobraznyy. Plotnost', ental'piya, entropiya i izobarnaya teploemkost' pri temperaturakh 70–1500 K i davleniyakh 0,1...100 MPa. Tablitsy standartnykh spravochnykh dannykh [GSSSD 8-79 Liquid and gaseous air. Density, enthalpy, entropy and isobaric heat capacity at temperatures of 70-1500 K and pressures of 0.1 ... 100 MPa. Tables of standard reference data], 10 p.
18. GSSSD 187-99 Voda. Udel'nyy ob'em i ental'piya pri temperaturakh 0...1000 °S i davleniyakh 0,001...1000 MPa. Tablitsy standartnykh spravochnykh dannykh [GSSSD 187-99 Water. Specific volume and enthalpy at temperatures 0 ... 1000 With and pressures of 0.001...1000 MPa. Tables of standard reference data], 41 p.
19. GOST 443-76. Nefrasy S2-80/120 i S3-80/120. Tekhnicheskie usloviya [GOST 443-76. Oil solvent S2-80/120, and C3-80/120. Technical conditions]. Moscow: Izd-vo standartov, 1988, 7p.
20. GOST 13032-77. Zhidkosti polimetilsiloksanovye. Tekhnicheskie usloviya [GOST 13032-77. Polymethylsiloxane liquids. Technical conditions]. Moscow: Izd-vo standartov, 1997, 17 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Ю.К. Шелковников.

**Зацерклянный Олег Владимирович** – НКТЬ "Пьезоприбор" лаборатория 2.6, Южный федеральный университет; e-mail: ZaOleg2003@rambler.ru; Ростов-на-Дону, Россия; тел.:+79287617874; инженер.

**Zatserklyanyi Oleg Vladimirovich** – SCTB "Piezopribor", laboratory 2.6, Southern Federal University; e-mail: ZaOleg2003@rambler.ru; Rostov-on-Don, Russia; phone: +79287617874; engineer.

УДК 621.373.52

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-189-196

**А.Н. Зикий, А.С. Кочубей**

## **ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕТЕРОДИННОГО МОДУЛЯ**

*Гетеродины являются неотъемлемой составной частью любого супергетеродинного приёмника. Именно они определяют стабильность и точность настройки приёмника. Целью данной работы является создание гетеродинного модуля с улучшенными электрическими параметрами, с малыми габаритами и массой. Объектом исследования является пятиканальный гетеродин сантиметрового диапазона волн. Такой гетеродин можно использовать в многоканальном супергетеродинном приёмнике обнаружения сигналов. Проведено экспериментальное исследование двух каналов пятиканального гетеродина – верхнего и нижнего по частоте настройки. Представлены результаты в виде кривых выбега частоты за полчаса работы после включения, а также спектры выходных сигналов в*

ближней и дальней зоне. Дана функциональная схема модуля, краткое описание конструкции и методика эксперимента. Конструкция модуля имеет габаритные размеры корпуса 170x20x40 мм, стандартизована и позволяет интегрировать модуль в состав различных приёмников. В состав каждого канала гетеродинного модуля входит стабилизатор напряжения, автогенератор с диэлектрическим резонатором, усилитель мощности, детектор контроля мощности и делитель мощности на два. В результате проведённых экспериментов достигнуты следующие параметры: – рабочие частоты 9,25 и 16,25 ГГц; максимальная мощность выходного сигнала при отсутствии усилителя не менее 2 мВт; – выбег частоты 80 кГц для частоты 9,25 ГГц; – выбег частоты 600 кГц для частоты 16,25 ГГц; – напряжение питания + 15 В; – ширина спектральной линии не более 5 кГц; – подавление второй гармоники не менее 25 дБ; – имеется включение-выключение каждого из каналов гетеродинного модуля и встроенный контроль работоспособности.

Автогенератор; стабильность частоты; диэлектрический резонатор; схема; конструкция; эксперимент; элементная база.

A.N. Zikiy, A.S. Kochubey

### EXPERIMENTAL STUDY OF THE HETERODYNE MODULE

*Heterodynes are an integral part of any superheterodyne receiver. They determine the stability and accuracy of the receiver settings. The purpose of this work is to create a heterodyne module with improved electrical parameters, with small dimensions and weight. The object of research is a five-channel heterodyne of the centimeter wave range. Such a heterodyne can be used in a multi-channel superheterodyne signal detection receiver. An experimental study of two five-channel channels-the upper and lower frequency heterodyne tuning. The results are presented in the form of frequency run-out curves for half an hour of operation after switching on, as well as the spectra of output signals in the near and far zones. The functional diagram of the module, a brief description of the design and the experimental method are given. The design of the module has the overall dimensions of the case 170x20x40 mm, is standardized and allows you to integrate the module into various receivers. Each channel of the heterodyne module includes a voltage stabilizer, an autogenerator with a dielectric resonator, a power amplifier and a power control detector, and a power divider by two. As a result of the experiments, the following parameters were achieved: – operating frequencies of 9.25 and 16.25 GHz; – maximum output power in the absence of an amplifier of at least 2 mW; – the run-out frequency of 80 kHz to 9.25 GHz frequency; – run-on frequency 600 kHz for the frequency of 16.25 GHz; – supply voltage + 15 V; – spectral line width no more than 5 kHz; –second harmonic suppression of at least 25 dB; – there is an on / off switch for each channel of the heterodyne module and built-in health monitoring.*

*Autogenerator; frequency stability; dielectric resonator; circuit; design; experiment; element base.*

**Введение.** Принципам построения автогенераторов и гетеродинов СВЧ посвящены многочисленные публикации, в том числе монографии [1–9], учебные пособия [10–17], статьи [18–20], диссертации, патенты, реклама, однако до сих пор эта тема не исчерпана. Поиск новых технических решений ведётся в направлении освоения новых диапазонов частот, уменьшения массы и габаритов, повышения стабильности частоты и улучшения других параметров. Целью данной работы является разработка и исследование многоканального гетеродина для приёмника обнаружения сигналов. Объектом исследования является пятиканальный гетеродин сантиметрового диапазона. К нему предъявляются следующие требования:

- ◆ диапазон частот – сантиметровый;
- ◆ выходная мощность 5–10 мВт на каждом из 10 выходов;
- ◆ относительная нестабильность частоты  $\pm 2,5 \cdot 10^{-4}$  при воздействии всех дестабилизирующих факторов;
- ◆ питание + 15 В;
- ◆ габариты не более 170x200x40 мм;
- ◆ гетеродин должен содержать датчики контроля мощности и выдавать сигнал исправности;

- ◆ гетеродин должен иметь управление включением/выключением независимо для каждого канала;
- ◆ подавление второй гармоники по отношению к полезному сигналу не менее 25 дБ.

**Схема и конструкция.** Указанные выше требования можно реализовать по схеме, приведённой на рис. 1.

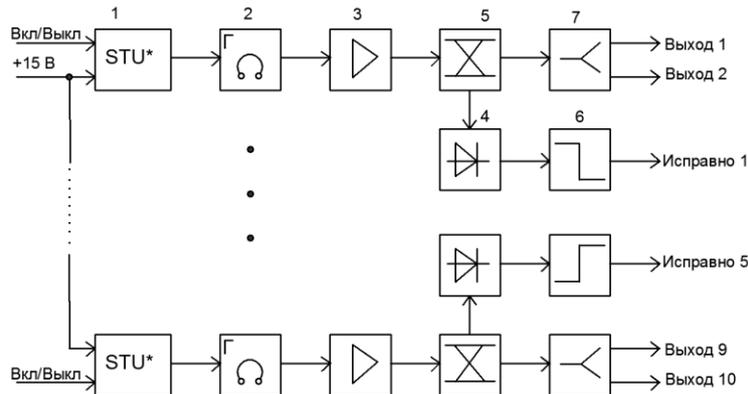


Рис. 1. Функциональная схема пятиканального гетеродина

Гетеродин состоит из стабилизатора напряжения 1, генераторных головок 2, усилителей мощности 3, детекторов контроля мощности 4, направленных ответвителей 5, компараторов 6 и делителей мощности 7. Стабилизаторы напряжения 1 реализованы на микросхемах 142ЕН3. В качестве генераторных головок 2 использованы серийные генераторы «Орсель», стабилизированные диэлектрическими резонаторами. В качестве усилителя использована микросхема М421227-3. Направленный ответвитель 5 выполнен одноступенчатым с боковой связью длиной  $\lambda/4$ . Детектор 4 выполнен на диоде с барьером Шотки типа 3А131. В качестве компаратора 6 применена микросхема 1481СА6Р. Делитель мощности 7 является кольцевым равноплечим по схеме Вилкоксона. СВЧ часть гетеродина представляет собой микросборку, в которой имеется 5 каналов гетеродина. Для уменьшения стоимости макета гетеродина в нём не установлены микросхемы усилителей СВЧ. Делитель мощности, направленный ответвитель и детектор контроля мощности выполнены на плате из поликора размером 15х30 мм. Платы из поликора питаются на носители, которые крепятся в корпусе винтами. Такая конструкция делает гетеродин ремонтпригодным в условиях производства.

**Эксперимент.** Эксперимент проводился на установке, структурная схема которой приведена на рис. 2.



Рис. 2. Структурная схема измерительной установки

В первом эксперименте измерялся выбег частоты гетеродина с номинальной частотой 9,25 ГГц. Результаты измерений заносились в табл. 1. По данным табл. 1 построен график на рис. 3, из которого видно, что выбег частоты за 25 минут составил около 80 кГц.

Во втором эксперименте измерялся выбег частоты гетеродина с номинальной частотой 16,25 ГГц. Результаты измерений заносились в табл. 1. По данным табл. 1 для гетеродина 16,25 ГГц построен график на рис. 4, из которого видно, что выбег частоты за 30 минут составил около 600 кГц.

В третьем эксперименте проводилось фотографирование спектров сигналов обоих гетеродинов в ближней и дальней зонах. На рисунке 5 можно видеть спектр гетеродина с номинальной частотой 9,25 ГГц. При этом мощность сигнала составила 3,6 дБм, а ширина спектра на уровне минус 3 дБ от максимума около 1 кГц.

На рис. 6 изображён спектр гетеродина с номинальным значением частот 16,25 ГГц. При этом ширина спектра по уровню минус 3 дБ от максимума составила 5 кГц.

На рис. 7 можно видеть спектр первой и второй гармоники гетеродина с номинальной частотой 9,25 ГГц. Из рис. 7 видно, что вторая гармоника слабее первой на 26,85 дБ.

Таблица 1

**Выбег частоты гетеродинов**

№ отсчёта	F1, ГГц для гетеродина 9,25 ГГц	F2, ГГц для гетеродина 16,25 ГГц
0	9.249832	16.249500
1	9.249857	16.249987
2	9.249861	16.250027
3	9.249865	16.250052
4	9.249866	16.250064
5	9.249867	16.250073
6	9.249868	16.250077
7	9.249870	16.250083
8	9.249871	16.250088
9	9.2498726	16.250091
10	9.249873	16.250096
11	9.2498738	16.250098
12	9.2498744	16.250101
13	9.2498749	16.250106
14	9.2498755	16.250108
15	9.249876	16.250111

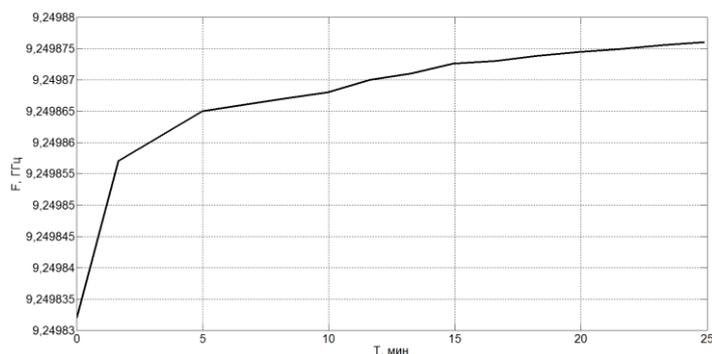


Рис. 3. Выбег частоты генератора за 25 минут после включения

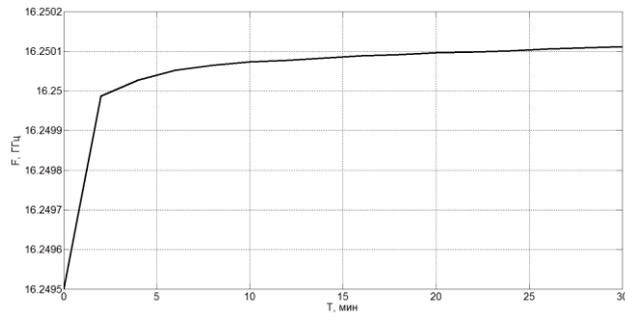


Рис. 4. Выбег частоты генератора за 30 минут после включения

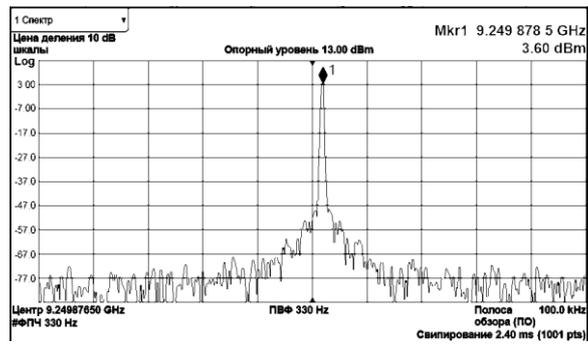


Рис. 5. Спектр сигнала при номинальном значении частоты 9,25 ГГц

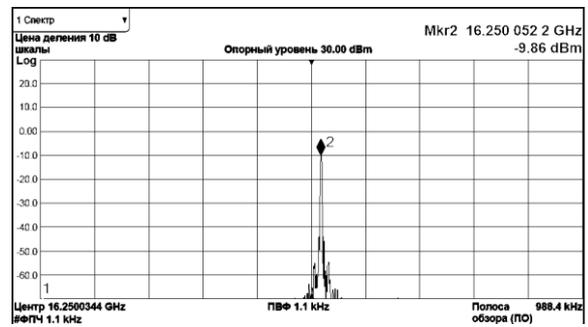


Рис. 6. Спектр сигнала при номинальном значении частоты 16,25 ГГц

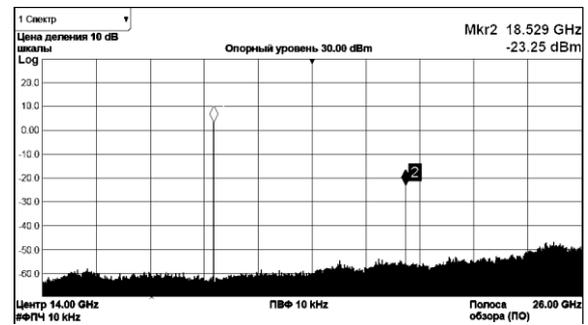


Рис. 7. Сравнение первой и второй гармоники сигнала

**Выводы.** Ниже в табл. 2 приведены заданные и измеренные параметры гетеродина.

Таблица 2

**Основные параметры гетеродина**

Наименование параметра, размерность	Задано	Эксперимент
Диапазон рабочих частот	сантиметровый	9,25 ГГц 16,25 ГГц
Выходная мощность, мВт	5–10 с усилителем 5 дБ	> 2 мВт без усилителя
Относительная нестабильность частоты	$\pm 2,5 \cdot 10^{-4}$	Выбег $8,65 \cdot 10^{-6}$ для частоты 9,25 ГГц Выбег $3,7 \cdot 10^{-5}$ для частоты 16,25
Габариты, мм	170x20x40	170x20x40
Напряжение питания	+ 15 В	+ 15 В
Наличие контроля мощности	есть	есть
Управление включением/выключением	есть	есть
Ширина спектральной линии, кГц	Не задано	1 кГц для $f = 9,25$ ГГц 5 кГц для $f = 16,25$ ГГц
Подавление второй гармоники не менее, дБ	25	26,85

Из этой таблицы видно, что все требования к гетеродину выполняются.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Michal Odyniec. RF and Microwave Oscillator Design. Artech House, Boston, London. 2002. – 398 p.
2. Ali Hajimiri, Thomas H. Lee. The Design of Low Noise Oscillators. Kluwer Academic Publishers, New York et al, 1999. – 207 p.
3. Радиоизмерительная аппаратура СВЧ и КВЧ. Узловая и элементная базы / под ред. А.М. Кудрявцева. – М.: Радиотехника, 2006. – 208 с.
4. Генераторы и усилители СВЧ / под ред. И.В. Лебедева. – М.: Радиотехника, 2005. – 352 с.
5. Электронные устройства СВЧ / под ред. И.В. Лебедева. Т. 1. – М.: Радиотехника, 2008. – 352 с.
6. Шитиков Г.Т. Стабильные диапазонные автогенераторы. – М.: Сов. Радио, 1965. – 614 с.
7. Дворников А.А., Огурцов В.И., Уткин Г.М. Стабильные генераторы с фильтрами на ПАВ. – М.: Радио и связь, 1983. – 136 с.
8. Дворников А.А., Уткин Г.М. Автогенераторы в радиотехнике. – М.: Радио и связь, 1991. – 224 с.
9. Grebennikov A. RF and Microwave Transistor Oscillator Design. John Wiley & Sons, Ltd, 2007. – 437 p.
10. Белов А.А. Формирование стабильных частот и сигналов: учеб. пособие. – М.: Академия, 2005. – 224 с.
11. Шахгильдян В.В., Карякин В.Л. Проектирование устройств генерирования и формирования сигналов в системах подвижной радиосвязи: учеб. пособие. – М.: Солон-Пресс, 2011. – 400 с.
12. Зикий А.Н., Помазанов А.В. Стабильность частоты генераторов СВЧ: учеб. пособие. – Ростов-на-Дону – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2017. – 138 с.

13. *Иванова И.Н., Махно В.В., Нойкин Ю.М.* Высокостабильные генераторы СВЧ: учеб. пособие / под ред. А.М. Лерера. – Ростов-на Дону: Изд-во ЮФУ 2018. – 102 с.
14. *Алексеев О.В., Головков А.А., Митрофанов А.В. и др.* Генераторы высоких и сверхвысоких частот: учеб. пособие. – М.: Высшая школа, 2003. – 320 с.
15. *Белов Л.А.* Устройства формирования СВЧ сигналов и их компоненты: учеб. пособие. – М.: Изд. дом МЭИ, 2010. – 320 с.
16. *Гарматюк С.С.* Задачник по устройствам генерирования и формирования радиосигналов: учеб. пособие. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – 736 с.
17. *Царапкин Д.П.* Стабилизация частоты возбудителей радиопередатчиков СВЧ: учеб. пособие. – М.: МЭИ, 1985. – 80 с.
18. *Зикий А.Н., Зламан П.Н., Сивокос Е.В.* Экспериментальное исследование двух автогенераторов с диэлектрическими резонаторами // Успехи современной радиоэлектроники. – 2015. – № 10. – С. 198-209.
19. *Василенко В.Э., Беляев Д.В., Зикий А.Н., Сальный И.А.* Экспериментальное исследование генераторного модуля на основе автогенератора «Орсель» // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2008. – № 3. – С. 184-187.
20. *Белов Л.А., Хилькевич В.* Генераторы СВЧ с диэлектрическими резонаторами для стабилизации частоты // Электроника: Наука. Технология. Бизнес. – 2006. – № 7.

#### REFERENCES

1. Michal Odyniec. RF and Microwave Oscillator Design. Artech House, Boston, London. 2002, 398 p.
2. *Ali Hajimiri, Thomas H. Lee.* The Design of Low Noise Oscillators. Kluwer Academic Publishers, New York et al, 1999, 207 p.
3. Radioizmeritel'naya apparatura SVCh i KVCh. Uzlovaya i elementnaya bazy [Microwave and EHF radio measuring equipment. Nodal and element bases], ed. by A.M. Kudryavtseva. Moscow: Radiotekhnika, 2006, 208 p.
4. Generatory i usiliteli SVCh [Generators and amplifiers, microwave oven], ed. by I.V. Lebedeva. Moscow: Radiotekhnika, 2005. – 352 s.
5. Elektronnyye ustroystva SVCh [Electronic devices of microwave], ed. by I.V. Lebedeva. Vol. 1. Moscow: Radiotekhnika, 2008, 352 p.
6. *Shitikov G.T.* Stabil'nye diapazonnye avtogenery [Stable range autogenerators]. Moscow: Sov. Radio, 1965, 614 p.
7. *Dvornikov A.A., Ogurtsov V.I., Utkin G.M.* Stabil'nye generatory s fil'trami na PAV [Stable generators with filters on surfactants]. Moscow: Radio i svyaz', 1983, 136 p.
8. *Dvornikov A.A., Utkin G.M.* Avtogenery v radiotekhnike [Autogenerators in radio engineering]. Moscow: Radio i svyaz', 1991, 224 p.
9. *Grebnikov A.* RF and Microwave Transistor Oscillator Design. John Wiley & Sons, Ltd, 2007, 437 p.
10. *Belov A.A.* Formirovanie stabil'nykh chastot i signalov: ucheb. posobie [Formation of stable frequencies and signals: textbook]. Moscow: Akademiya, 2005, 224 p.
11. *Shakhgil'dyan V.V., Karyakin V.L.* Proektirovanie ustroystv generirovaniya i formirovaniya signalov v sistemakh podvizhnoy radiosvyazi: ucheb. posobie [Design of devices for generating and generating signals in mobile radio communication systems: textbook]. Moscow: Solon-Press, 2011, 400 p.
12. *Zikiy A.N., Pomazanov A.V.* Stabil'nost' chastoty generatorov SVCH: ucheb. posobie [Frequency stability of microwave generators: a textbook]. Rostov-on-Don – Taganrog: Izd-vo YuFU, 2017, 138 p.
13. *Ivanova I.N., Makhno V.V., Noykin Yu.M.* Vysokostabil'nye generatory SVCh: ucheb. posobie [High-stable microwave generators: textbook], ed. by A.M. Lerera. Rostov-on Don: Izd-vo YuFU 2018, 102 p.
14. *Alekseev O.V., Golovkov A.A., Mitrofanov A.V. i dr.* Generatory vysokikh i sverkhvysokikh chastot: ucheb. posobie [Generators of high and ultrahigh frequencies: textbook]. Moscow: Vysshaya shkola, 2003, 320 p.
15. *Belov L.A.* Ustroystva formirovaniya SVCh signalov i ikh komponenty: ucheb. posobie [Devices for the formation of microwave signals and their components: a textbook]. Moscow: Izd. dom MEI, 2010, 320 p.

16. *Garmatyuk S.S. Zadachnik po ustroystvam generirovaniya i formirovaniya radiosignalov: ucheb. posobie* [Task book on devices for generating and generating radio signals: a textbook]. Taganrog: Izd-vo TPI YuFU, 2010, 736 p.
17. *Tsarapkin D.P. Stabilizatsiya chastoty vzbuditeley radiopredatchikov SVCh: ucheb. posobie* [Stabilization of the frequency of exciters of microwave radio transmitters: textbook]. Moscow: MEI, 1985, 80 p.
18. *Zikiy A.N., Zlaman P.N., Sivokoz E.V. Eksperimental'noe issledovanie dvukh avtogeneratorov s dielektricheskimi rezonatorami* [Experimental study of two self-oscillators with dielectric resonators], *Uspekhi sovremennoy radioelektroniki* [Successes of modern radio electronics], 2015, No. 10, pp. 198-209.
19. *Vasilenko V.E., Belyaev D.V., Zikiy A.N., Sal'nyy I.A. Eksperimental'noe issledovanie generatornogo modulya na osnove avtogeneratora «Orsel'»* [Experimental study of the generator module based on the autogenerator "Orsel"], *Izvestiya SFedU. Engineering Sciences*, 2008, No. 3, pp. 184-187.
20. *Belov L.A., Khil'kevich V. Generatory SVCh s dielektricheskimi rezonatorami dlya stabilizatsii chastoty* [Microwave generators with dielectric resonators for frequency stabilization], *Elektronika: Nauka. Tekhnologiya. Biznes* [Electronics: Science. Technology. Business], 2006, No. 7.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор К.Е. Румянцев.

**Зикий Анатолий Николаевич** – Южный федеральный университет; e-mail: zikiy50@mail.ru; 347922, г. Таганрог, ул. Чехова, 2; кафедра информационной безопасности телекоммуникационных систем; к.т.н.; с.н.с.; доцент.

**Кочубей Алексей Сергеевич** – e-mail: l.co4ubey@yandex.ru; 347909, г. Таганрог, ул. Шаумяна, 25, к. 43; тел.: 89896270939.

**Zikiy Anatoliy Nikolaevich** – Southern Federal University; e-mail: zikiy50@mail.ru; 2, Chekhov street, Taganrog, 347922, Russia; the department of information security of telecommunication systems; cand. of eng. sc.; senior researcher; associate professor.

**Kochubey Aleksey Sergeevich** – e-mail: l.co4ubey@yandex.ru; 25, Shaumyana street, ap. 43, Taganrog, 347909, Russia; phone: +79896270939.

УДК 621.3.49.7

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-196-203

**С.В. Малохатко, Е.Ю. Гусев**

## **ИССЛЕДОВАНИЕ МАСКИРУЮЩИХ СВОЙСТВ ПЛЕНОК ОКСИДА КРЕМНИЯ ДЛЯ СОЗДАНИЯ КРЕМНИЕВЫХ МЕМБРАН МЕТОДОМ ЖИДКОСТНОГО ТРАВЛЕНИЯ**

*Микроэлектромеханические датчики мембранного типа изготавливаются методами поверхностной и объемной микрообработки. В последнем случае мембраны получают путем глубокого анизотропного травления монокристаллического кремниевого слоя или подложки до толщин 20–50 мкм. При этом используются как сухие, так и жидкостным способы травления. Преимуществом жидкостного травления является простота контроля латеральных размеров мембран и высокая селективность. Высокая селективность травления может быть достигнута за счет выбора подходящего состава травящего раствора, материала защитного покрытия и технологии его получения. В работе проведено экспериментальное исследование защитных свойств пленок оксида кремния, полученных методами термического окисления, плазмохимического осаждения, а также комбинированного покрытия из этих пленок в условиях жидкостного травления монокристаллического кремния в 30%-ном водном растворе гидроксида калия при температуре 80°C. Селективность травления, остаточная толщина, шероховатость и поверхностная концентрация локальных дефектов рассчитывались по данным стилусной профилометрии, оптической интерферометрии и микроскопии. Установлено, что скорости и селективности травления тер-*

мического оксида и плазмохимического оксида после быстрого термического отжига достаточно близки – 6,7 нм/мин, 1:338 и 7 нм/мин, 1:372, соответственно. Шероховатость поверхности оксидных пленок в большей степени возрастала при травлении пленок термического оксида, а также плазменного оксида в составе комбинированного покрытия. Средне-квадратичное значение остаточной шероховатости 1–2 нм. В пленках обнаружены локальные дефекты типа «протравов» с концентрацией от 0,1–0,2 мм<sup>-2</sup>. Установлено, что использование 1 мкм плазменного слоя оксида в комбинированном покрытии позволяет предотвратить травление термического оксида, однако для исключения локальных дефектов его толщина должна быть увеличена до 1,5–2,0 мкм; пленка термически стабилизированного плазменного оксида, толщиной от 2,0 мкм также может рассматриваться в качестве эффективного защитного покрытия для проведения глубокого жидкостного травления кремния.

Объемная микрообработка; термическое окисление; плазмохимическое осаждение из газовой фазы; анизотропное жидкостное травление; защитные покрытия; оксид кремния; кремний; гидроксид калия.

S.V. Malohatko, E.Yu. Gusev

#### RESEARCH OF MASKING PROPERTIES OF SILICON OXIDE FILMS FOR SILICON MEMBRANE FABRICATION BY WET ETCHING

*Microelectromechanical sensors of the membrane type are fabricated by surface and bulk micromachining. In the latter case, the membranes are obtained by deep anisotropic etching of a single-crystal silicon layer or substrate to a thickness of 20–50 μm. In this case, both dry and wet etching methods are used. The advantage of wet etching is easy control of the lateral dimensions of the membranes and high selectivity. High selectivity of etching can be achieved due to the choice of the appropriate composition of the etching solution, the material of the protective coating and fabrication techniques. The paper presents an experimental study of the protective properties of silicon oxide films obtained by thermal oxidation, plasma-chemical deposition, and combined coating of these films under wet etching of single-crystal silicon in a 30% aqueous solution of potassium hydroxide at a temperature of 80°C. The etching selectivity, residual thickness, roughness, and surface concentration of local defects were calculated using data of stylus profilometry, optical interferometry, and microscopy. It was found that the rates and selectivity of etching of thermal oxide and plasma chemical oxide after rapid thermal annealing are quite close – 6,7 nm/min, 1:338 and 7 nm/min, 1:372, respectively. The surface roughness of the oxide films increased more when etching the thermal oxide films, as well as the plasma oxide of composite coating. The root-mean-square values of the residual roughness were 1–2 nm. Local defects of the etched alike with a concentration of 0,1–0,2 mm<sup>-2</sup> were found in the films. It was found that the use of a 1 μm plasma oxide layer in a combined coating prevents etching of the thermal oxide, but to avoid local defects, its thickness should be increased to 1,5–2,0 μm; an annealed film of plasma oxide, with a thickness of 2,0 μm, can also be considered as an effective protective coating for deep wet etching of silicon.*

*Bulk micromachining; plasma enhanced chemical vapor deposition; thermal oxidation; anisotropic wet etching; protective coatings; silicon oxide; silicon; potassium hydroxide.*

**Введение.** Для изготовления датчиков мембранного типа (преобразователи давления, микрофоны и гидрофоны, ультразвуковые датчики и др.) используются методы поверхностной и объемной микрообработки [1–5]. Кремниевые мембраны для таких датчиков традиционно изготавливают толщиной от 1 до 50 мкм [2–5]. При объемной микрообработке структура мембраны формируется непосредственно в кремниевой пластине, а при поверхностной – наращиванием слоев различных материалов на подложку. Одним из наиболее часто применяемых методов объемной микрообработки стало анизотропное жидкостное травление (АЖТ) монокристаллического кремния. Его преимуществами является простота, воспроизводимость и контроль горизонтальных размеров, определяемых кристаллической структурой материала [6–8]. В качестве защитных покрытий при АЖТ кремния

стандартно используют пленки оксида кремния, нитрида кремния и пленки металлов [1–5]. Пленки оксид кремния получают методами термического окисления и плазмохимического осаждения [7]. Оценка защитных свойств покрытий проводится по таким параметрам как скорость травления, однородность, а также локальная и интегральная устойчивость к травящему раствору. В зависимости от условий травления (состава травителя, его концентрации, а также температуры) выбирают защитное покрытие, сохраняющее свои маскирующие свойства в течение полного времени травления. При формировании кремниевых структур методом АЖТ применяются растворы гидроксида калия (КОН), гидроксида тетраметиламмония, этилендиамин пирокатехина и гидразина [2, 7]. Обычно используют раствор КОН, как наименее опасный травитель [6–10]. Известно, что шероховатость поверхности травления уменьшается с ростом концентрации раствора КОН, но при этом также снижается скорость травления [6–8]. В случаях, когда требуется проводить травление на большую глубину, т.е. при длительных процессах травления, предпочтительно используются растворы с концентрацией близкой к 30% при температуре 70–80 °С [6]. Травление в таком растворе через защитный слой термического оксида при 80 °С позволило получить глянцевую и однородную кремниевую поверхность [6–8]. Повышение температуры до 80 °С существенным образом сокращает время травления, однако при этом возрастает скорость травления защитного (оксидного) покрытия. В общем случае на защитные свойства оксидных покрытий оказывают влияние условия очистки подложки кремния, получения пленок, включая метод, и их последующей термической обработки, т.е. отжига [13–20]. Всестороннее изучение этого влияния на параметры и свойства оксидных пленок – защитных покрытий для АЖТ кремния является важной технологической задачей.

Цель работы заключается в исследовании защитных свойств оксидных пленок, полученных методами термического окисления и плазмохимического осаждения, в условиях анизотропного жидкостного травления кремния в 30%-ном растворе КОН при температуре 80 °С.

**Методы исследования.** В работе исследовали оксидные пленки, полученные методами плазмохимического осаждения и термического окисления, а также комбинированные покрытия. В качестве подложек использовали полированные с двух сторон кремниевые пластины КЭФ (100). Оксидные пленки формировали на лицевой и тыльной сторонах пластин.

Пленки  $\text{SiO}_x$  толщиной 2 мкм наносили методом плазмохимического осаждения из газовой фазы (PlasmaLab 100 Oxford Instruments, Oxford Instruments, Великобритания) [16]. После одну из пластин подвергали быстрому термическому отжигу (далее  $\text{SiO}_x$ , БТО) при температуре 600 °С в течение 3 минут (STE RTA70H, ЗАО «НТО», Россия).

Пленки  $\text{SiO}_2$  формировали методом термического окисления в сухом кислороде [21]. Толщина окисла составила 600 нм.

Для получения образцов с комбинированным покрытием ( $\text{SiO}_x/\text{SiO}_2$ ) на обе стороны окисленной пластины дополнительно осаждали плазменный оксид, толщиной 1 мкм. После осаждения проводили быстрый термический отжиг при температуре 600 °С в течение 3 минут.

Полученные таким образом структуры резали на образцы размером  $1,5 \times 1,5 \text{ см}^2$ . Затем проводили фотолитографию с использованием пленочного фотошаблона, и жидкостное травление в растворе  $\text{NH}_4\text{F}$ : HF (6:1) для вскрытия «окон» в оксидных покрытиях. Далее образцы травили в 30%-ном растворе КОН при температуре 80 °С на глубину 270 мкм.

Значения параметров и характеристик оксидных пленок (остаточная толщина, шероховатость, размер и количество локальных дефектов) определяли методами стилусной профилометрии (Alpha-Step D-100, KLA-Tencor, США), оптической интерферометрии (МИИ-4М, ЛОМО, Россия) и микроскопии. По ним рассчитывали скорость травления, селективность и поверхностную концентрацию дефектов.

Селективность травления рассчитывали по формуле [2]:

$$S = \frac{v_{зп}}{v_{п}}, \quad (1)$$

где  $v_{зп}$  – скорость травления защитного покрытия,  $v_{п}$  – скорость травления подложки.

**Результаты исследования и их обсуждение.** В ходе работы были изготовлены структуры защитное оксидное покрытие/подложка кремния и определены скорости травления материалов. При вскрытии «окон» в защитных покрытиях в аммиачном растворе скорость травления  $\text{SiO}_2$  составила 55 нм/мин, а  $\text{SiO}_x$  – 100 нм/мин. Скорость травления монокристаллического кремния в щелочном растворе находилась на уровне  $2,6 \pm 0,1$  мкм/мин, что отличается [6]; полное время травления (на глубину 270 мкм) составило 103 минуты (рис. 1).

Соответствующие скорости травления оксидных покрытий в щелочном растворе составили 6,7 нм/мин ( $\text{SiO}_2$ ), 7 нм/мин ( $\text{SiO}_x$ , БТО) и 11 нм/мин ( $\text{SiO}_x$ ). Полученные значения частично удовлетворяют [6]. Экспериментальные зависимости утонения пленок показаны на рис. 1.

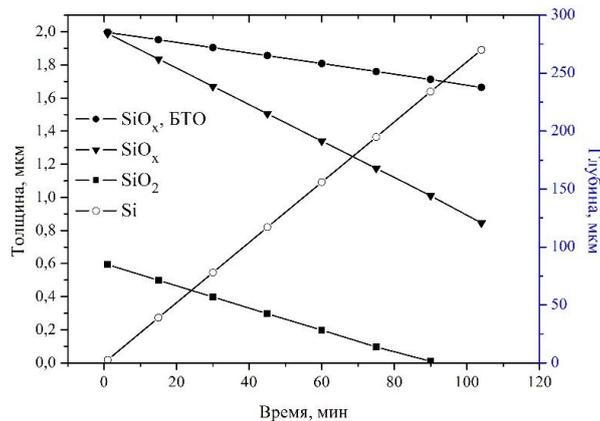


Рис. 1. Временная зависимость изменения остаточной толщины оксидных пленок и глубины травления кремния

Пленки  $\text{SiO}_2$  полностью растворились по прошествии 90 минут. По истечению полного времени травления толщина пленок  $\text{SiO}_x$  составила  $1,25 \pm 0,2$  мкм, но в них обнаружены локальные дефекты – «протравы» размерами не более 20 мкм, и в нижележащем кремнии – соответствующие им фигуры травления с характерной пирамидальной формой (рис. 2,а). Толщина пленок  $\text{SiO}_x/\text{SiO}_2$  составила  $0,8 \pm 0,1$  мкм, но количество «протравов» больше в несколько раз, а их размеры от 5 до 50 мкм (рис. 2,б).

Анализ морфологии поверхностей оксидных пленок, проведенный методом стилусной профилометрии, позволил оценить изменение шероховатости поверхностей в процессе травления (рис. 3).

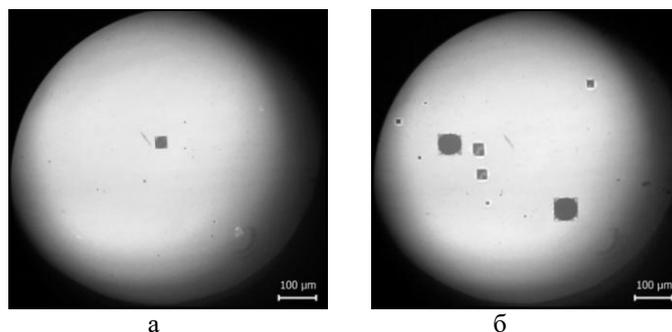


Рис. 2. Микроскопические изображения пленок оксида кремния после АЖТ:  
а – плазмохимический оксид, б – комбинированное покрытие

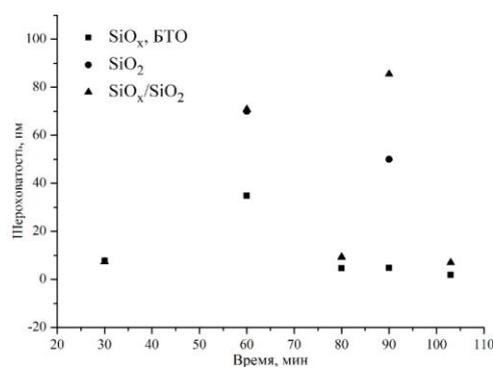


Рис. 3. Изменение среднеквадратичного значения шероховатости поверхности оксидных пленок при травлении в щелочном растворе

Из зависимостей, представленных на рис. 3, видно, что шероховатость пленок термического оксида и плазменной составляющей комбинированного покрытия возрастала в процессе травления. Это может свидетельствовать о неоднородности скорости травления по площади образцов [9, 10].

Селективность ( $S$ ), среднеквадратичное значение шероховатости ( $Rq$ ) и поверхностная концентрация «протравов» ( $N$ ) для каждого типа покрытий указаны в табл. 1.

Таблица 1

**Экспериментальные значения параметров оксидных пленок после АЖТ**

Покрытие	$S$	$Rq$	$N, \text{мм}^{-2}$
SiO <sub>2</sub>	1:388	-	-
SiO <sub>x</sub> , БТО	1:372	1,2±0,4	0,1
SiO <sub>x</sub> /SiO <sub>2</sub>	≤1:372	1,9±0,4	0,2

Использование слоя плазменного оксида в комбинированном покрытии позволило сохранить пленку термического оксида на поверхности подложки. Однако, толщины плазменного оксида (1 мкм) оказалось недостаточно для исключения сквозного травления: концентрация локальных дефектов в нем в 2 раза выше, чем у образцов с плазменным оксидом (SiO<sub>x</sub>, БТО). Природа такого травления комбинированного покрытия требует более детального изучения. Предположительно увеличение толщины термического оксида до 750 нм, или, что более предпочти-

тельно, плазменного оксида до 1,5–2,0 мкм позволит исключить процесс дефектообразования при травлении кремния. Учитывая высокую скорость травления (11 нм/мин) оксида кремния, не прошедшего термический отжиг, и наличие «протравов», такие пленки, как и пленки SiO<sub>2</sub> толщиной менее 750 нм, не подходят для длительного глубокого травления кремния в 30%-ном растворе КОН при температуре 80°C. Для получения тонких кремниевых мембран толщиной 20–50 мкм методом жидкостного травления в качестве защитного покрытия могут быть использованы (рекомендованы) пленки термически стабилизированного плазмохимического оксида в чистом виде толщиной от 2 мкм, а также в составе комбинированного покрытия на основе термического оксида – толщиной 1,5–2 мкм. Применение последнего позволит не только исключить образование локальных дефектов в мембранных структурах, но и существенным образом сократить длительность их изготовления.

**Заключение.** В работе представлены результаты исследований защитных свойств оксидных покрытий в условиях анизотропного травления кремния. Воздействию 30%-ного раствора КОН при температуре 80°C подвергались три варианта защитных покрытий: пленка термического оксида, пленка плазменного оксида, а также комбинированное покрытие на основе термического оксида с дополнительным слоем плазменного оксида. Получены временные зависимости утонения оксидных пленок и изменения их шероховатости. Установлено, что скорости травления термического оксида и термически стабилизированного плазмохимического оксида практически одинаковы (7 нм/мин); в отсутствие отжига пленка плазменного оксида растворяется в 1,6 раз быстрее. Соответствующие значения селективности 1:388, 1:372. Шероховатость покрытий на основе термического оксида в процессе травления возрастала сильнее, чем у плазменного оксида, что предположительно свидетельствует о большей поверхностной неоднородности скорости травления таких пленок. При этом в пленках обнаружены локальные дефекты типа «протравов» с концентрацией от 0,1 (плазменный оксид 2,0 мкм) до 0,2 мм<sup>-2</sup> (комбинированное покрытие, 1,6 мкм). Установлено, что использование 1 мкм плазменного слоя оксида в комбинированном покрытии позволяет сохранить термический оксид в обозначенных условиях травления, однако для исключения локальных дефектов его толщина должна быть увеличена до 1,5–2,0 мкм. Пленка плазменного оксида, прошедшего термический отжиг, толщиной от 2,0 мкм также может рассматриваться в качестве эффективного защитного покрытия для проведения глубокого травления кремния жидкостным методом.

Результаты исследования могут быть использованы при разработке технологических процессов изготовления датчиков мембранного типа, предполагающих использование КОН-оксид кремния в качестве пары травитель-защитное покрытие.

**Благодарности.** Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-37-90087 с использованием оборудования Научно-образовательного центра «Нанотехнологии» Южного федерального университета.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Нанотехнологии в микроэлектронике / под ред. О.А. Агеева, Б.Г. Коноплева. – М.: Наука, 2019. – 511 с. – ISBN 978-5-02-040201-0.
2. *Franssila Sami*. Introduction to Microfabrication. – Chichester, 2010. – 508 p.
3. *Рубцевич И.И., Соловьев Я.А., Высоцкий В. Б. [и др.]*. Исследование свойств пленок нитрида и оксида кремния, полученных методом плазмохимического осаждения на кремниевую подложку // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2011. – № 4. – С. 29-32.
4. *Киреев В.Ю.* Введение в технологии микроэлектроники и нанотехнологии. – М.: ФГУП «ЦНИИХМ», 2008. – 428 с.

5. Лучинин В.В., Таиров Ю.М. Нанотехнология: физика, процессы, диагностика, приборы. – М.: Физматлит, 2006. – 552 с.
6. Canavese G., Marasso S.L., Quaglio M. [et al.]. Polymeric mask protection for alternative KOH silicon wet etching // Journal of Micromechanics and Microengineering. – 2007. – Vol. 17 (7). – P. 1387-1393.
7. Kang S.-K., Hwang S.-W., Cheng H. [et al.]. Dissolution Behaviors and Applications of Silicon Oxides and Nitrides in Transient Electronics // Advanced Functional Materials. – 2014. – Vol. 24 (28). – P. 4427-4434.
8. Shikida M., Sato K., Tokoro K., Uchikawa D. Differences in anisotropic etching properties of KOH and TMAH solutions // Sensors and Actuators A: Physical. – 2000. – Vol. 80, No. 2. – P. 179-188.
9. Radjenović B., Radmilović-Radjenović M., Mitrić M. Level Set Approach to Anisotropic Wet Etching of Silicon // Sensors. – 2010. – Vol. 10. – P. 4950-4967.
10. Lu H., Zhang H., Jin M. [et al.]. Two-Layer Microstructures Fabricated by One-Step Anisotropic Wet Etching of Si in KOH Solution // Micromachines. – 2016. – Vol. 7 (2). – P. 19.
11. Chen J., Liu L., Li Z [et al.]. Study of anisotropic etching of (100) Si with ultrasonic agitation // Sensors and Actuators A: Physical. – 2002. – Vol. 96. – P. 152-156.
12. Debnath K., Arimoto H., Husain M. K. [et al.]. Low-Loss Silicon Waveguides and Grating Couplers Fabricated Using Anisotropic Wet Etching Technique // Frontiers in Materials. – 2016. – Vol. 3. – P. 10.
13. Gosalvez M.A., Nieminen R.M., Kilpinen P. [et al.]. Anisotropic wet chemical etching of crystalline silicon: atomistic Monte-Carlo simulations and experiments // Applied Surface Science. – 2001. – Vol. 178. – P. 7-26.
14. Пауткин В.Е., Абдуллин Ф.А., Вергазов И.П. [и др.]. Исследование травленной в растворе гидроксида калия поверхности кремния // Известия вузов. Приборостроение. – 2018. – Т. 61, № 10. – С. 915-921.
15. Alvi P.A., Meel V.S., Sarita K. [et al.]. A study on anisotropic etching of (100) silicon in aqueous KOH solution // Journal of Chemical Sciences. – 2008. – Vol. 6 (3). – P. 1168-1176.
16. Pal P., Sato K. Complex three dimensional structures in Si {100} using wet bulk micromachining // Micromechanics and Microengineering. – 2009. – Vol. 19 (10). – P. 105008.
17. Gusev E.Yu., Jityaeva J.Y., Ageev O.A. Effect of PECVD conditions on mechanical stress of silicon films // Materials Physics and Mechanics. – 2018. – Vol. 37, No. 1. – P. 67-72.
18. Гусев Е.Ю., Житяева Ю.Ю., Коломийцев А.С. [и др.]. Исследование режимов жидкостного травления жертвенного слоя SiO<sub>2</sub> для формирования микромеханических структур на основе Si\*/SiO<sub>2</sub>/Si // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – № 2 (163). – С. 236-245.
19. Малохатко С.В., Гусев Е.Ю., Житяева Ю.Ю. Проектирование и формирование кремниевых мембран для акустических датчиков // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2019. – № 6 (208). – С. 53-61.
20. Iosub R., Moldovan C., Modreanu M. Silicon membranes fabrication by wet anisotropic etching // Sensors and Actuators. – 2002. – Vol. 99. – P. 104-111.
21. <https://ostec-group.ru>.

## REFERENCES

1. Nanotekhnologii v mikroelektronike [Nanotechnologies in microelectronics], ed. by O.A. Ageeva, B.G. Konoplyova. Moscow: Nauka, 2019, 511 p. ISBN 978-5-02-040201-0.
2. Franssila Sami. Introduction to Microfabrication. Chichester, 2010, 508 p.
3. Rubtsevich I.I., Solov'ev Ya.A., Vysotskiy V. B. [i dr.]. Issledovanie svoystv plenok nitrída i oksida kremniya, poluchennykh metodom plazmokhimicheskogo osazhdeniya na kremnievuyu podlozhku [Investigation of the properties of silicon nitride and oxide films obtained by plasma-chemical deposition on a silicon substrate], *Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature* [Technology and design in electronic equipment], 2011, No. 4, pp. 29-32.
4. Kireev V.Yu. Vvedeniye v tekhnologii mikroelektroniki i nanotekhnologii [Introduction to the technology of microelectronics and nanotechnology]. Moscow: FGUP «TSNIIKhM», 2008, 428 p.
5. Luchinin V.V., Tairov Yu.M. Nanotekhnologiya: fizika, protsessy, diagnostika, pribory [Nanotechnology: physics, processes, diagnostics, devices]. Moscow: Fizmatlit, 2006, 552 p.

6. Canavese G., Marasso S.L., Quaglio M. [et al.]. Polymeric mask protection for alternative KOH silicon wet etching, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 2007, Vol. 17 (7), pp. 1387-1393.
7. Kang S.-K., Hwang S.-W., Cheng H. [et al.]. Dissolution Behaviors and Applications of Silicon Oxides and Nitrides in Transient Electronics, *Advanced Functional Materials*, 2014, Vol. 24 (28), pp. 4427-4434.
8. Shikida M., Sato K., Tokoro K., Uchikawa D. Differences in anisotropic etching properties of KOH and TMAH solutions, *Sensors and Actuators A: Physical*, 2000, Vol. 80, No. 2, pp. 179-188.
9. Radjenović B., Radmilović-Radjenović M., Mitrić M. Level Set Approach to Anisotropic Wet Etching of Silicon, *Sensors*, 2010, Vol. 10, pp. 4950-4967.
10. Lu H., Zhang H., Jin M. [et al.]. Two-Layer Microstructures Fabricated by One-Step Anisotropic Wet Etching of Si in KOH Solution, *Micromachines*, 2016, Vol. 7(2), 19.
11. Chen J., Liu L., Li Z [et al.]. Study of anisotropic etching of (100) Si with ultrasonic agitation, *Sensors and Actuators A: Physical*, 2002, Vol. 96, pp. 152-156.
12. Debnath K., Arimoto H., Husain M. K. [et al.]. Low-Loss Silicon Waveguides and Grating Couplers Fabricated Using Anisotropic Wet Etching Technique, *Frontiers in Materials*, 2016, Vol. 3, 10.
13. Gosálvez M.A., Nieminen R.M., Kilpinen P. [et al.]. Anisotropic wet chemical etching of crystalline silicon: atomistic Monte-Carlo simulations and experiments, *Applied Surface Science*, 2001, Vol. 178, pp. 7-26.
14. Pautkin V.E., Abdullin F.A., Vergazov I.R. [i dr.]. Issledovanie travlenoy v rastvore gidroksida kaliya poverkhnosti kremniya [Investigation of the silicon surface etched in a solution of potassium hydroxide], *Izvestiya vuzov. Priborostroenie* [Izvestiya vuzov. Instrumentation], 2018, Vol. 61, No. 10, pp. 915-921.
15. Alvi P.A, Meel V.S., Sarita K. [et al.]. A study on anisotropic etching of (100) silicon in aqueous KOH solution, *Journal of Chemical Sciences*, 2008, Vol. 6 (3), pp. 1168-1176.
16. Pal P., Sato K. Complex three dimensional structures in Si {100} using wet bulk micromachining, *Micromechanics and Microengineering*, 2009, Vol. 19 (10), 105008.
17. Gusev E.Yu., Jityaeva J.Y., Ageev O.A. Effect of PECVD conditions on mechanical stress of silicon films, *Materials Physics and Mechanics*, 2018, Vol. 37, No. 1, pp. 67-72.
18. Gusev E.Yu., Zhityaeva Yu.Yu., Kolomiitsev A.S. [i dr.]. Issledovanie rezhimov zhidkostnogo travleniya zhertvennogo sloya SiO<sub>2</sub> dlya formirovaniya mikromekhanicheskikh struktur na osnove Si\*/SiO<sub>2</sub>/Si [Investigation of the modes of liquid etching of the sacrificial SiO<sub>2</sub> layer for the formation of micromechanical structures based on Si\*/SiO<sub>2</sub>/Si], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2015, No. 2 (163), pp. 236-245.
19. Malokhatko S.V., Gusev E.Yu., Zhityaeva Yu.Yu. Proektirovanie i formirovanie kremnievykh membran dlya akusticheskikh datchikov [The design and formation of the silica membranes for acoustic sensors], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2019, No. 6 (208), pp. 53-61.
20. Iosub R., Moldovan C., Modreanu M. Silicon membranes fabrication by wet anisotropic etching, *Sensors and Actuators*, 2002, Vol. 99, pp. 104-111.

Статью рекомендовал к опубликованию д.ф.-м.н., профессор А.А. Лаврентьев.

**Малохатко Софья Владимировна** – Южный федеральный университет; e-mail: malohatko.sofya@yandex.ru; 347928, г. Таганрог, ул. Шевченко, 2, корп. Е; тел.: +79289003841; кафедра нанотехнологий и микросистемной техники; аспирант.

**Гусев Евгений Юрьевич** – e-mail: eyugusev@sfedu.ru; тел: +78634371611; кафедра нанотехнологий и микросистемной техники; к.т.н.; доцент.

**Malohatko Sofya Vladimirovna** – Southern Federal University; e-mail: malohatko.sofya@yandex.ru; 2, Shevchenko street, build E, Taganrog, 347928, Russia; phone: +79289003841; the department of nanotechnology and microsystem technics; postgraduate.

**Gusev Evgeny Yurievich** – e-mail: eyugusev@sfedu.ru; phone: +78643371611; the department of nanotechnology and microsystem technics; cand. of eng. sc.; associate professor.

**О.С. Волуева**

### **ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ УРОВНЕМ МЕТАЛЛА В КРИСТАЛЛИЗАТОРЕ МНЛЗ**

*Одной из главных задач при получении непрерывно-литой стальной заготовки является обеспечение внутренней однородности слитка, которая во многом определяется процессами начальной кристаллизации. Несовершенство управления процессом разлива на начальном участке «стальковш-промковш-кристаллизатор», а именно уровнем металла в кристаллизаторе, приводит к возникновению не только внутренней неоднородности, но и дефектов поверхности, а также искажению формы заготовки. Так, падение уровня ниже заданного значения ведет к окислению внутренней поверхности образовавшейся корочки слитка и его структурной неоднородности. При повышении уровня металла происходит перелив за твердую корку, что приводит к увеличению глубины следов качания и захвату неметаллических и шлаковых включений. Поэтому важнейшим технологическим элементом машины непрерывного литья заготовок (МНЛЗ) является кристаллизатор. Научная и техническая сложность задачи управления уровнем обусловлена отсутствием технических средств, способных осуществлять измерение уровня металла в реальных технологических условиях с требуемой точностью, а также изменения параметров объекта в процессе эксплуатации и в нестационарных режимах работы. Одним из направлений повышения эффективности управления стабилизацией уровня металла в кристаллизаторе МНЛЗ является модернизация существующих систем управления за счет внедрения новых алгоритмов управления. Для этого необходимо выделить факторы, влияющие на стабильность уровня металла, с целью их оценки и компенсации. В работе предложено использовать принцип комбинированного управления на основе компенсации основных возмущений и обратной связи по регулируемой координате. Выполнен синтез статических компенсаторов с постоянным и переменным коэффициентом компенсации в соответствии с принципом инвариантности, что позволило значительно уменьшить отклонение управляемой величины в нестационарных режимах работы.*

*Непрерывная разливка стали; нестационарный режим литья; математическая модель; комбинированная система управления; регулятор; статический компенсатор.*

**O.S. Volueva**

### **RESEARCH AND DESIGN OF THE COMBINED CCM MOLD LEVEL CONTROL SYSTEM**

*One of the main problems in the steel billets production using continuous casting is to provide the ingot internal uniformity, which is mainly determined by the initial solidification processes. The imperfection of the casting process control at the initial section "ladle-tundish-mold", especially the mold level, leads to occurrence of internal nonuniformity and surface defects, as well as distortion of the slab shape. Thus, the level drop below setting value leads to inner surface oxidation of the formed ingot crust and its structural nonuniformity. If metal level increases, overflow over the ingot crust occurs, which leads to increase the oscillation traces depth and capture of non-metallic and slag inclusions. Therefore, the mold is the most important technological element of the continuous casting machine (CCM). The scientific and technical complexity of the mold level control problem is the lack of technical capability of the metal level measuring in real technological conditions with the required accuracy, as well as changes in the object parameters during operation and in non-stationary modes. The modernization of existing control systems through the introduction of new control algorithms is one of the ways to improve the efficiency of the metal level stabilization control in the continuous casting machine mold. It demands to single out the factors affecting the metal level stability in order to observe and compensate them. In this paper implementation of the combined control principle based on the main disturbances compensation and controlled coordinate feedback is proposed. The synthesis of static compensators with con-*

*stant and variable compensation coefficients was carried out in accordance with the principle of invariance, which allows to significantly reduce the deviation of the controlled variable in non-stationary operating modes.*

*Continuous casting of steel; unsteady casting mode; mathematical model; combined control system; controller; static compensator.*

**Введение.** Стабильность процесса непрерывной разливки определяется степенью выполнения технологических требований на участке дозирования стали из сталеразливочного ковша (стальковша) в кристаллизатор. Выявлено, что точность поддержания уровня металла в кристаллизаторе зависит от постоянства соотношения следующих параметров:

- 1) подача металла из промежуточного ковша (промковша);
- 2) скорость вытягивания.

Нестабильность подачи металла из промковша определяется отклонениями уровня металла в промковше в связи с неравномерным поступлением металла из стальковша; неравномерным расходом через дозирующее устройство в результате его так называемого «зараствания» различного рода отложениями.

Нестабильность, определяемая скоростью вытягивания, в основном связана с проскальзыванием слитка относительно роликов тянущей клетки, скачкообразными изменениями момента нагрузки двигателей при порезке непрерывно-литого слитка на мерные длины и т.д., но в наибольшей степени обусловлена специальными режимами работы:

- 1) режим пуска-останова;
- 2) режим замены сталеразливочного ковша («перековшовка»);
- 3) режимы замены технологических узлов: погружного стакана, промковша и

т.д. [1–3].

Таким образом, наиболее существенным возмущением, оказывающим влияние на изменение уровня металла в кристаллизаторе, является скорость вытягивания слитка тянущей клетью [4, 5]. При этом скорость изменяется в соответствии с технологическим регламентом, следовательно, влияние этого параметра на регулируемую величину может быть учтено. Этот факт позволяет перейти от используемой в большинстве существующих систем структуры управления по отклонению к комбинированной структуре [6, 7]. Комбинированное управление на основании компенсации измеряемого возмущения и обратной связи по регулируемой координате позволяет объединить быстроту реакции на возмущение и точность регулирования независимо от природы возмущений [8].

Целью работы является определение структуры и параметров компенсатора возмущений для комбинированной системы управления.

**Синтез компенсаторов.** В исследуемой системе реализуется компенсация по каналу «скорость вытягивания – уровень металла в кристаллизаторе» [9–10]. Обобщенная структурная схема модифицированной системы автоматического управления стабилизацией уровня металла в кристаллизаторе МНЛЗ представлена на рис. 1. Задачи управления отдельно взятыми величинами решаются соответствующими локальными системами управления [11].

Синтез компенсирующих устройств основан на принципе инвариантности, который заключается в том, что отклонение выходной переменной от заданного значения должно быть равно нулю при любых задающих или возмущающих воздействиях. Для этого необходимо найти обратную модель системы по каналу «точка приложения сигнала от компенсатора – регулируемая переменная». И поскольку объект управления является астатическим, уже на этапе анализа становится очевидным, что реализация обратной динамики является задачей, не осуществимой на практике. В связи с этим, принято решение ограничиться частичной инвариантностью [12–14].

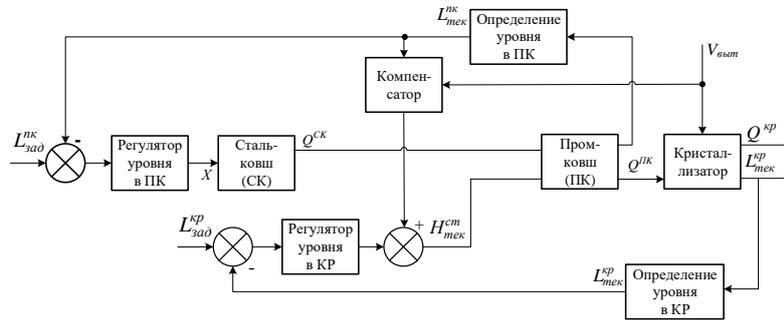


Рис. 1. Функциональная схема комбинированной системы регулирования уровня металла в кристаллизаторе

Для нахождения структуры и параметров компенсатора используется структура, представленная на рис. 2 [15].

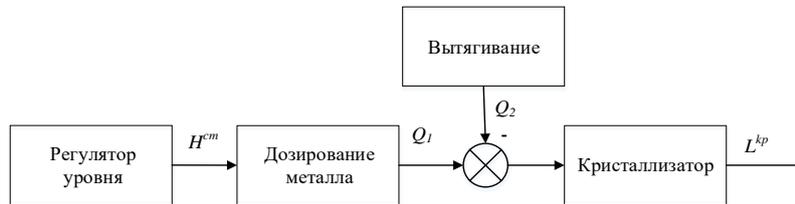


Рис. 2. Структурная схема для определения параметров компенсатора

Передаточная функция компенсатора в соответствии с принципом инвариантности находится по формуле:

$$W_k(s) = -\frac{W_{воз}(s)}{W_{упр}(s)}, \tag{1}$$

где  $W_{воз}(s)$  – передаточная функция по каналу «скорость вытягивания – уровень металла»;

$W_{упр}(s)$  – передаточная функция по каналу «сигнал управления регулятора уровня – уровень металла».

Для нахождения статического компенсатора, необходимо найти отношение коэффициентов передачи этих передаточных функций.

$$K_k = -\frac{K_{воз}}{K_{упр}}. \tag{2}$$

Рассмотрим структурную схему рис. 3 для определения передаточной функции по управлению  $W_{упр}(s)$ .

$$W_{упр} = W_1(s) \cdot W_2(s), \text{ а } K_{упр} = K_1 \cdot K_2, \tag{3}$$

где  $W_1(s) = \frac{Q_1(s)}{H^{эм}(s)} = \frac{K_{см}}{s}$ ;

$K_{см}$  – коэффициент передачи стопорного затвора;

$$W_2(s) = \frac{L^{кп}(s)}{Q_1(s)} = \frac{1/S_{кп}}{s}.$$

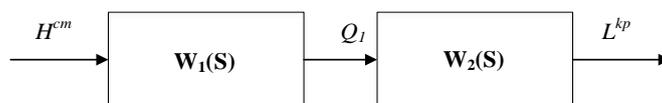


Рис. 3. Структурная схема для определения передаточной функции по управлению

Таким образом

$$K_1 = K_{cm}, K_2 = 1/S_{kp}, \text{ а } K_{yup}(s) = \frac{K_{cm}}{S_{kp}} \quad (4)$$

$$W_{воз}(s) = \frac{L^{kp}(s)}{V_{выт}(s)} = -\frac{1}{s}, K_{воз} = -1. \quad (5)$$

Тогда статический компенсатор будет иметь следующий вид:

$$K_{yup} = \frac{K_1 \cdot K_2}{S_{kp}}. \quad (6)$$

Коэффициенты  $K_1$  и  $K_2$  могут быть определены как коэффициенты наклона из линеаризованных зависимостей  $S_C(H^{cm})$  и  $Q_{ПК}(H^{cm}, L^{ПК})$  (рис. 4) [16].

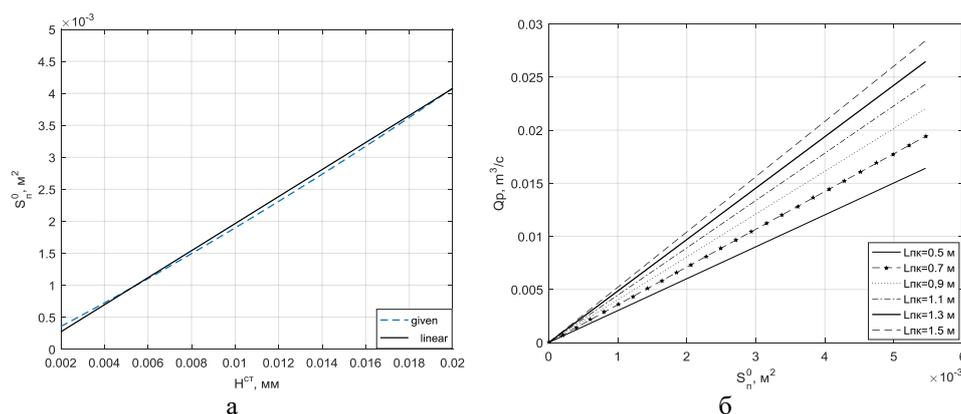


Рис. 4. Линеаризованные зависимости: а –  $S_C(H^{cm})$ ; б –  $Q_{ПК}(H^{cm}, L^{ПК})$

В общем случае коэффициент  $K_2$  зависит от уровня металла в промковше (рис. 4,б):

$$K_{yup}(L^{ПК}) = \frac{K_1 \cdot K_2(L^{ПК})}{S_{kp}}, K_k(L^{ПК}) = -\frac{K_{воз}}{K_{yup}(L^{ПК})}. \quad (9)$$

Структурная схема подсистемы компенсации возмущения приведена на рис. 5. Входами подсистемы являются значение уровня металла в промковше, скорость вытягивания и порядковый номер типа компенсатора  $N_{комн}$ : 1 –  $K_k=var$ , 2 –  $K_k=const$ , 3 –  $K_k=0$ . Выходом является дополнительное перемещение, которое необходимо сообщить стопору  $\Delta H^{cm}$ .

Структурная схема моделирования замкнутой комбинированной системы управления уровнем металла в кристаллизаторе с учетом подсистемы компенсации возмущения представлена на рис. 6 [17–18].

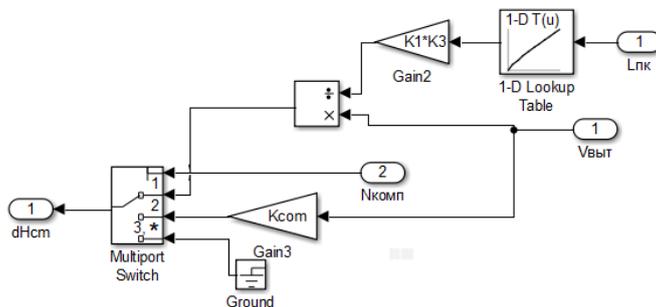


Рис. 5. Структурная схема моделирования подсистемы компенсации возмущения

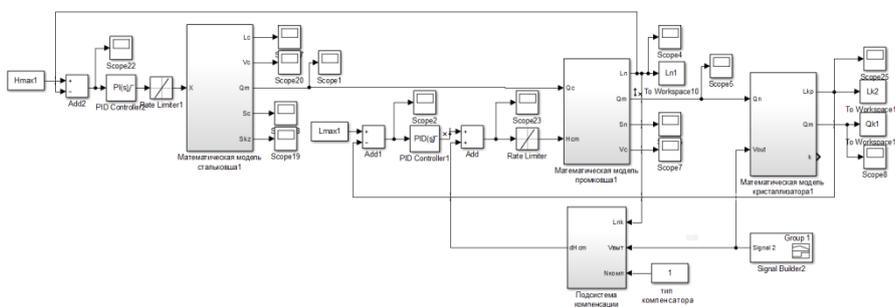


Рис. 6. Структурная схема моделирования комбинированной системы уровня металла в кристаллизаторе со статическими компенсаторами

В процессе разливки уровень металла в промковше зависит от баланса между количеством металла, поступающего из сталковша (постоянно убывающая величина, поскольку металл в сталковш не поступает), и истечением металла в кристаллизатор, которое зависит от изменений скорости вытягивания в соответствии с текущим режимом работы установки (например, пуск, останов, нормальный режим разливки, замена сталковша, замена погружного стакана, подготовка к замене промковша и т.д.). Исследования выполнены на примере непрерывной разливки двух сталковшей, при этом скорость вытягивания заготовки изменялась в соответствии с технологическим регламентом по графику, представленному на рис. 7.

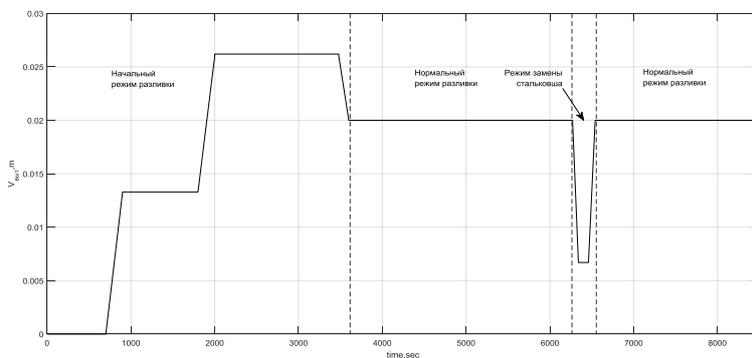


Рис. 6. Технологический регламент изменения скорости вытягивания заготовки (разливка двух сталковшей)

Методом математического моделирования определены допустимые границы значений статического коэффициента компенсации на основе анализа основных показателей качества переходных процессов. Наилучшие результаты для компенсатора с постоянным коэффициентом компенсации достигнуты при  $K_k=0.27$ .

Как было сказано ранее, коэффициент передачи  $K_2$  зависит от значения уровня металла в проковше (9), поэтому целесообразным будет использование статического компенсатора с переменным коэффициентом компенсации, в котором данная зависимость в процессе разливки учитывается. Для задания закона изменения  $K_2(L^{ПК})$  использованы возможности Matlab&Simulink для табличного задания коэффициента в точках с фиксированным шагом и линейной интерполяцией на интервалах между ними (рис. 7) [19–20].

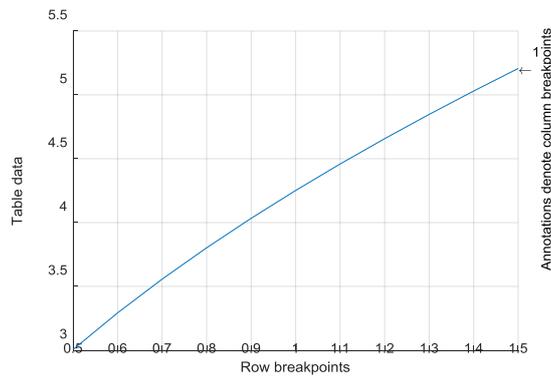


Рис. 7. Параметры блока Lookip-table для задания зависимости  $K_2(L^{ПК})$

В режиме замены стальной заготовки («перековшовка») происходит не только снижение скорости вытягивания (см. рис. 6), но и происходит падение уровня металла в проковше до 30-40 см (рис. 8), что также учитывается при моделировании. Эти явления не могут быть полностью сбалансированными, поэтому не осуществляют взаимную компенсацию.

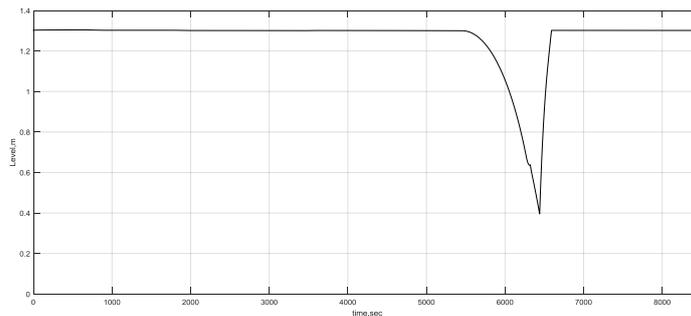


Рис. 8. График изменения уровня металла в проковше при последовательной разливке двух стальной заготовкой (с учетом режима замены стальной заготовки)

Таким образом, в системе одновременно присутствуют возмущения как по скорости вытягивания заготовки, так и по подаче металла в кристаллизатор. Результаты моделирования данного режима, представленные на рис. 9, показали высокую эффективность системы с переменным коэффициентом компенсации – отклонение уровня металла в кристаллизаторе не превысило допустимых пределов.

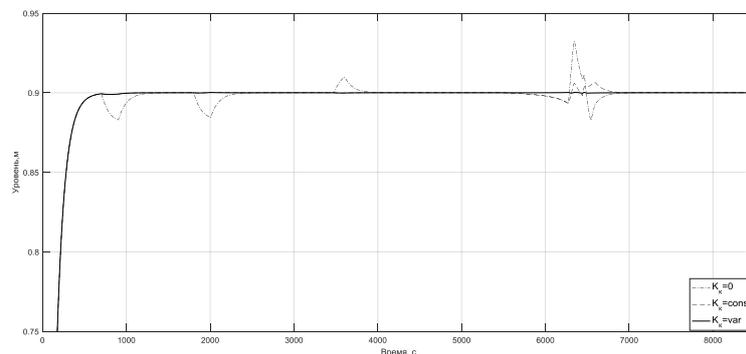


Рис. 9. Переходные процессы в системе при последовательной разливке двух стальной

Таким образом, комбинированная система управления позволяет решить задачу управления уровнем металла в кристаллизаторе МНЛЗ в нестационарных режимах работы при изменении скорости вытягивания и уровня металла в проковше.

#### Выводы:

1. Исходя из анализа технологических особенностей процесса непрерывной разливки стали, принято решение использовать комбинированную структуру системы управления уровнем металла в кристаллизаторе МНЛЗ в нестационарных режимах работы, основанную на компенсации измеряемого возмущения — скорости вытягивания.

2. Предложено два вида реализации цепи компенсации комбинированной системы управления:

1) с постоянным коэффициентом компенсации. Методом математического моделирования найдена область допустимых значений данного компенсатора, что позволяет достичь уменьшения степени отклонения уровня в 2 раза по сравнению с системой управления, построенной только по принципу обратной связи по отклонению;

2) с переменным коэффициентом компенсации, позволяющим снизить отклонение уровня металла в кристаллизаторе МНЛЗ до 5 раз по сравнению с результатами, достигнутыми в системе, построенной по принципу отклонения, в нестационарных режимах литья заготовок.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дюдкин Д.А., Кисленко В.В., Смирнов А.Н. Производство стали. Т. 4. Непрерывная разливка металла. — М.: Теплотехник, 2009. — 528 с.
2. Куберский С.В. Непрерывная разливка стали: учеб. пособие. — Алчевск: ДГМИ, 2004. — 65 с.
3. Смирнов А.Н., Куберский С.В., Штепан Е.В. Непрерывная разливка стали. — Донецк: ДонНТУ, 2011. — 482 с.
4. Волуева О.С., Жукова Н.В., Корчак В.В. Система автоматического управления уровнем металла и скорости вытягивания заготовки из кристаллизатора // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: “Обчислювальна техніка та автоматизація”. — Донецьк: ДонНТУ, 2011. — Вип. 183. — С. 6-11.
5. Волуева О.С., Жукова Н.В., Ткаченко В.Н. Система автоматического управления уровнем металла и скорости вытягивания МНЛЗ // Матеріали XVIII міжнародної конференції з автоматичного управління (Автоматика-2011), 28-30 вересня 2011 року. — Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2011. — С. 204-205.

6. Дорф Р., Бишон Р. Современные системы управления: пер. с англ. Б.И. Копылов. – М.: Лабораторий базовых знаний, 2004. – 832 с.
7. Денисенко В.В. ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации // СТА. – 2006. – № 4. – С. 66-74. – URL: <https://www.cta.ru/cms/f/342946.pdf> (дата обращения 15.11.2020).
8. Зайцев Г.Ф. Теория автоматического управления и регулирования. – 2-е изд., перераб. и доп. – Киев: Выща шк. Головное изд-во, 1989. – 431 с.
9. Гудвин, Г.К., Гребен С.Ф., Сальгадо М.Э. Проектирование систем управления: пер. с англ. А.М. Епанешникова. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2004. – 911 с.
10. Волуева О.С., Чернышев Н.Н. Модернизированная система автоматического регулирования уровнем металла в кристаллизаторе МНЛЗ // Сучасні тенденції розвитку інформаційних технологій в науці, освіті та економіці: матеріали VIII Всеукр. наук.-практ. конф. (м. Луганськ, 2014). – Луганськ: Вид-во ДЗ „ЛНУ імені Тараса Шевченка”, 2014. – С. 122-124.
11. Волуева О.С. Комбинированная система управления уровнем металла в кристаллизаторе МНЛЗ // Збірник наукових праць Донецького інституту залізничного транспорту Української державної академії залізничного транспорту. – Донецьк: ДонІЗТ, 2013. – Вип. 34. – С. 186-192.
12. Волуева О.С. Модифицированная система автоматического управления стабилизацией уровня металла в нестационарных режимах литья заготовок: дисс. ... канд. тех. наук: 05.13.06. – Донецк, 2018. – 161 с. – URL: [http://donntu.org/sites/default/files/documents/dissertaciya\\_volueva.pdf](http://donntu.org/sites/default/files/documents/dissertaciya_volueva.pdf).
13. Дудников Е.Г. Автоматическое регулирование в химической промышленности. – М.: Химия, 1987. – 368 с.
14. Чернышев Н.Н. Синтез компенсаторов для комбинированных систем автоматического регулирования // Збірник наукових праць Донецького інституту залізничного транспорту Української державної академії залізничного транспорту. – Донецьк: ДонІЗТ, 2012. – Вип. 32. – С. 52-56.
15. Подчукаев В.А. Теория автоматического управления (аналитические методы): учеб. для вузов. – М.: Физматлит, 2005. – 392 с.
16. Jabri Karim, Bertrand Bele, Alain Mouchette, Emmanuel Godoy, Didier Dimur. Disturbances estimation for mold level control in the continuous casting process // Proceedings of the Fifth International Conference on informatics in control, automation and robotics, signal processing, systems modeling and control, Funchal, Madeira, Portugal, May 11-15, 2008. – P. 119-124. – URL: [http://vigir.missouri.edu/~gdesouza/Research/Conference\\_CDs/IFAC\\_ICINCO\\_2008/ICINCO%202008/SPSMC/Short%20Papers/C3\\_196\\_Jabri.pdf](http://vigir.missouri.edu/~gdesouza/Research/Conference_CDs/IFAC_ICINCO_2008/ICINCO%202008/SPSMC/Short%20Papers/C3_196_Jabri.pdf) (дата обращения 15.11.2020).
17. Волуева О.С., Чернышев Н.Н. Математическая модель изменения уровня жидкого металла на участке «стальковш-кристаллизатор» установки непрерывной разливки стали // Сб. трудов конференции «Завалишинские чтения» 11-15 апреля 2016 г. – СПб.: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения 2016. – С. 278-283.
18. Чернышев Н.Н. Синтез математической модели системы автоматического регулирования уровнем металла в кристаллизаторе // Збірник наукових праць «Моделювання та інформаційні технології». – Київ: Інститут проблем моделювання в енергетиці ім. Г.С. Пухова, 2012. – Вип. 65. – С. 195-202.
19. Перельмутер В.М. Пакеты расширения MATLAB. Control System Toolbox и Robust Control Toolbox. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 224 с.
20. Дьяконов В.П. MATLAB. Полный самоучитель. – М.: ДМК Пресс, 2012. – 768 с.

#### REFERENCES

1. Dyudkin D.A., Kisilenko V.V., Smirnov A.N. Proizvodstvo stali. T. 4. Npreryvnaya razlivka metalla [Production of steel. Vol. 4. Continuous casting of meta]. Moscow: Teplotekhnik, 2009, 528 p.
2. Kuberskiy S.V. Npreryvnaya razlivka stali: ucheb. Posobie [Continuous casting of steel: a textbook]. Alchevsk: DGMI, 2004, 65 p.

3. Smirnov A.N., Kuberskiy S.V., Shtepan E.V. Nepreryvnaya razlivka stali [Continuous casting of steel]. Donetsk: DonNTU, 2011, 482 p.
4. Volueva O.S., Zhukova N.V., Korchak V.V. Sistema avtomaticheskogo upravleniya urovnem metalla i skorosti vytyagivaniya zagotovki iz kristallizatora [The system of automatic control of the metal level and the speed of pulling out a billet from a Crystallizer], *Naukovi pratsi Donets'kogo natsional'nogo tekhnichnogo universitetu. Seriya: "Obchislyval'na tekhnika ta avtomatizatsiya"* [Scientific works of Donetsk National Technical University. Series: "Computer Engineering and automation"]. Donetsk: DonNTU, 2011, Issue 183. pp. 6-11.
5. Volueva O.S., Zhukova N.V., Tkachenko V.N. Sistema avtomaticheskogo upravleniya urovnem metalla i skorosti vytyagivaniya MNLZ [Automatic control of the metal level and the pulling speed of the CCM], *Materiali XVIII mizhnarodnoi konferentsii z avtomatichnogo upravlinnya (Avtomatika-2011), 28-30 veresnya 2011 roku* [Proceedings of the XVIII international conference on automatic control (Automatika-2011), September 28-30, 2011]. L'viv: Vidavnistvo L'vivs'koi politekhniki, 2011, pp. 204-205.
6. Dorf R., Bishop R. *Sovremennye sistemy upravleniya* [Modern control systems]: transl. from engl. B.I. Kopylov. Moscow: Laboratoriy bazovykh znaniy, 2004, 832 p.
7. Denisenko V.V. PID-regulyatory: printsipy postroeniya i modifikatsii [PID-regulators: principles of construction and modification], *STA* [Modern automation technologies], 2006, No. 4, pp. 66-74. Available at: <https://www.cta.ru/cms/f/342946.pdf> (accessed 15 November 2020).
8. Zaytsev G.F. *Teoriya avtomaticheskogo upravleniya i regulirovaniya* [Theory of automatic control and regulation]. 2<sup>nd</sup> ed. Kiev: Vyshcha shk. Golovnoe izd-vo, 1989, 431 p.
9. Gudvin, G.K., Grebe S.F., Sal'gado M.E. *Proektirovanie sistem upravleniya* [Designing control systems]: transl. from engl. A.M. Epaneshnikova. Moscow: BINOM. Laboratoriya znaniy, 2004, 911 p.
10. Volueva O.S., Chernyshev N.N. Modernizirovannaya sistema avtomaticheskogo regulirovaniya urovnem metalla v kristallizatore MNLZ [Upgraded system for automatic control of the metal level in the CCM mold], *Suchasni tendentsii rozvitku informatsiyних tekhnologiy v nausti, osviti ta ekonomitsi: materialy VIII Vseukr. nauk.-prakt. konf. (m. Lugans'k, 2014)* [Modern trends in the development of information technologies in science, education and economics: materials of the VII all-Ukrainian science and practice. conf. (Luhansk, 2014)]. Lugans'k: Vidvo DZ,, LNU imeni Tarasa Shevchenka", 2014, pp. 122-124.
11. Volueva O.S. Kombinirovannaya sistema upravleniya urovnem metalla v kristallizatore MNLZ [Combined control system of metal level in the continuous casting mold], *Zbirnik naukovikh prats' Donets'kogo institutu zaliznichnogo transportu Ukrain's'koi derzhavnoi akademii zaliznichnogo transport* [Collection of scientific papers of the Donetsk Institute of railway transport of the Ukrainian state Academy of railway transport]. Donetsk: DonIZT, 2013, Issue 34, pp. 186-192.
12. Volueva O.S. Modifitsirovannaya sistema avtomaticheskogo upravleniya stabilizatsiey urovnnya metalla v nestatsionarnykh rezhimakh lit'ya zagotovok: disc. ... kand. tekhn. nauk [Modified system of automatic control of metal level stabilization in non-stationary modes of billet casting: cand. of eng. sc, diss.] 05.13.06. Donetsk, 2018, 161 p. Available at: [http://donntu.org/sites/default/files/documents/dissertaciya\\_volueva.pdf](http://donntu.org/sites/default/files/documents/dissertaciya_volueva.pdf).
13. Dudnikov E.G. *Avtomaticheskoe regulirovanie v khimicheskoy promyshlennosti* [Automatic regulation in the chemical industry]. Moscow: Khimiya, 1987, 368 p.
14. Chernyshev N.N. Sintez kompensatorov dlya kombinirovannykh sistem avtomaticheskogo regulirovaniya [Synthesis of compensators for combined automatic control systems], *Zbirnik naukovikh prats' Donets'kogo institutu zaliznichnogo transportu Ukrain's'koi derzhavnoi akademii zaliznichnogo transport* [Collection of scientific papers of the Donetsk Institute of railway transport of the Ukrainian state Academy of railway transport]. Donetsk: DonIZT, 2012, Issue 32, pp. 52-56.
15. Podchukaev V.A. *Teoriya avtomaticheskogo upravleniya (analiticheskie metody): ucheb. dlya vuzov* [Theory of automatic control (analytical methods): textbook for universities]. Moscow: Fizmatlit, 2005, 392 p.
16. Jabri Karim, Bertrand Bele, Alain Mouchette, Emmanuel Godoy, Didier Dimur. Disturbances estimation for mold level control in the continuous casting process, *Proceedings of the Fifth International Conference on informatics in control, automation and robotics, signal processing, systems modeling and control, Funchal, Madeira, Portugal, May 11-15, 2008*,

- pp. 119-124. Available at: [http://vigir.missouri.edu/~gdesouza/Research/Conference\\_CDs/IFAC\\_ICINCO\\_2008/ICINCO%202008/SPSMC/Short%20Papers/C3\\_196\\_Jabri.pdf](http://vigir.missouri.edu/~gdesouza/Research/Conference_CDs/IFAC_ICINCO_2008/ICINCO%202008/SPSMC/Short%20Papers/C3_196_Jabri.pdf) (accessed 15 November 2020).
17. *Volueva O.S., Chernyshev N.N.* Matematicheskaya model' izmeneniya urovnya zhidkogo metalla na uchastke «stal'kovsh-kristallizator» ustanovki nepreryvnoy razlivki stali [Mathematical model of changes in the level of liquid metal in the area, "the ladle with steel-mold" installation of continuous casting of steel], *Sb. trudov konferentsii «Zavalishinskie chteniya» 11-15 aprelya 2016 g.* [Proceedings of the conference "Zavalishina read" April 11-15, 2016]. Saint-Petersburg: Sankt-Peterburgskiy gosudarstvennyy universitet aerokosmicheskogo priborostroeniya, 2016, pp. 278-283.
  18. *Chernyshev N.N.* Sintez matematicheskoy modeli sistemy avtomaticheskogo regulirovaniya urovnem metalla v kristallizatore [Synthesis of a mathematical model of the system of automatic control of the metal level in the mold], *Zbirnik naukovikh prats' «Modelyuvannya ta informatsiyi tekhnologii»* [Collection of scientific papers "Modeling and information technologies"]. Kiiv: Institut problem modelyuvannya v energetitsi im. G.E. Pukhova, 2012, Issue 65, pp. 195-202.
  19. *Perel'muter V.M.* Pakety rasshireniya MATLAB. Control System Toolbox i Robust Control Toolbox [MATLAB extension packages. Control System Toolbox and Robust Control Toolbox]. Moscow: SOLON-PRESS, 2008, 224 p.
  20. *D'yakonov V.P.* MATLAB. Polnyy samouchitel' [MATLAB. Complete tutorial]. Moscow: DMK Press, 2012, 768 p.

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

**Волуева Ольга Сергеевна** – Донецкий национальный технический университет; e-mail: voluevaos\_work@mail.ru; 283001, г. Донецк, ул. Артема, 58; тел.: +380623010369; доцент.

**Volueva Olga Sergeyevna** – Donetsk National Technical University; e-mail: voluevaos\_work@mail.ru; 58, Artema street, Donetsk, 283001; phone: +380623010369; associate professor.

УДК 534.7, 534-8

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-213-221

**А.Ю. Малыхин, А.В. Скрылёв, А.А. Панич**

### **ТЕРАПЕВТИЧЕСКИЙ ФОКУСИРУЮЩИЙ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ**

*Настоящее исследование выполнено на стыке двух направлений: инженерно-технологического и биомедицинского, в результате которого разработан терапевтический фокусирующий ультразвуковой преобразователь, предназначенный для выявления и неинвазивного лечения новообразований. Принцип действия заключается в излучении ультразвуковых колебаний высокой интенсивности в пятно фокуса (High Intensity Focused Ultrasound – HIFU). Это позволяет точно воздействовать на выбранные области и проводить абляцию воспалённых, либо чужеродных тканей без открытого хирургического вмешательства. На основе характеристик пьезокерамических материалов, выпускаемых в НКТБ «Пьезоприбор» выполнено математическое моделирование HIFU-преобразователя. Основу составляет пьезокерамический элемент, выполненный в форме тонкостенного сегмента сферы с центральным отверстием, изготовленный из пьезоматериала ПКП-35. Центральное отверстие диаметром 41,4 мм предназначено для датчика визуализации, выполняющего роль «наводчика» сфокусированного ультразвукового пучка. Принцип работы преобразователя заключается в следующем: фокусное пятно с максимальным акустическим давлением находится в области, захватываемой УЗИ-совместимым датчиком. Изображение передаётся на монитор, после чего принимается решение на какие области и с какой интенсивностью воздействовать ультразвуковым преобразователем. Изучены амплитудно-частотные характеристики преобразователя. Получены зависимости активной проводимости от частоты в свободном и нагруженном на воду состояниях. Измерены*

уровни акустического давления в пятне фокуса. Построены диаграммы распределения интенсивности излучения в плоскости и в трехмерном пространстве, проведены работы по воздействию ультразвукового преобразователя на различные органические материалы и ткани: органическое стекло толщиной 10мм, мышечная ткань курицы. Получены зависимости силы воздействия от подводимой к преобразователю мощности, а также частоты задающего сигнала. Экспериментально показана возможность использования преобразователя в составе комплекса HIFU-терапии. Сформулированы выводы о перспективах использования одноэлементных фокусирующих ультразвуковых преобразователей и многоэлементных с распределённым пятном фокуса.

Фокусированный ультразвук; пьезоэлектрический преобразователь; HIFU; система ЦТС; терапевтический ультразвук; медицинское приборостроение; неинвазивная терапия.

**A.Yu. Malykhin, A.V. Skrylev, A.A. Panich**

### **THERAPEUTIC FOCUSING ULTRASOUND TRANSDUCER**

*This study performed at the intersection of two areas: engineering and biomedical, which resulted in the development of a therapeutic focusing ultrasound transducer designed for the detection and non-invasive treatment of neoplasms. Main principle is emitting high-intensity ultrasonic vibrations into the focus spot (High Intensity Focused Ultrasound – HIFU). This allows to target selected areas and perform ablation of inflamed or foreign tissues without open surgery. Based on the characteristics of piezoceramic materials produced in the "Piezopribor" SCTB, mathematical modeling of the HIFU converter was performed. The basis is a piezoceramic element made in the form of a thin-walled segment of a sphere with a central hole, made of ferroelectric material PCP-35. The central hole with a diameter of 41.4 mm is designed for the imaging sensor, which acts as a "gunner" of a focused ultrasonic beam. The principle of operation of the transducer is as follows: the focal spot with the maximum acoustic pressure is located in the area captured by the ultrasound-compatible sensor. The image is transmitted to the monitor, after which a decision is made on which areas and with what intensity to influence the ultrasonic transducer. The amplitude-frequency characteristics of the converter are studied. The dependences of the active conductivity on the frequency in the free and water-loaded states are obtained. Acoustic pressure levels in the focus spot were measured. Diagrams of the radiation intensity distribution in the plane and in three-dimensional space were constructed, and work was carried out on the effect of an ultrasonic transducer on various organic materials and tissues: organic glass with a thickness of 10 mm, chicken muscle tissue. The dependences of the impact force on the power supplied to the converter, as well as the frequency of the master signal, are obtained. The possibility of using the converter as part of the HIFU therapy complex is experimentally shown. Conclusions about the prospects of using single-element focusing ultrasonic transducers and multi-element ones with a distributed focus spot are formulated.*

*Focused ultrasound; piezoelectric transducer; HIFU; PZT; therapeutic ultrasound; medical equipment; non-invasive therapy.*

**Введение.** Мировой опыт применения и совершенствования технологии фокусированного ультразвука высокой интенсивности (HIFU) в медицине насчитывает более 60 лет [1]. К настоящему времени сформировалось около 20 крупных научных центров, занимающихся этой тематикой. Объём публикаций HIFU-направления составляет более 700 в год (по состоянию на 2013 г. [2]). В 2001 году сформировано Международное сообщество терапевтического ультразвука (ISTU – International Society for Therapeutic Ultrasound), а в 2006 г. – фонд хирургии с применением фокусированного ультразвука (Focused Ultrasound Surgery Foundation) [2]. Различные медицинские приборы, построенные на основе технологии фокусирования ультразвука активно применяются для разрушения опухолей различной этиологии, остановки кровотечений (в том числе и внутренних), лечения кардиологических, офтальмологических, неврологических заболеваний, удаления почечных камней, стимуляции нервных структур [3–8].

Существует несколько основных типов фокусирующих ультразвуковых преобразователей: плоские в форме диска или шайбы, выпукло-вогнутые в форме сегмента сферы, тороидальные [9–11]. Главный принцип медицинского фокусированного ультразвука заключается в преобразовании акустической энергии в тепловую: в точке фокуса происходит локальный нагрев тканей с последующим терапевтическим эффектом. В случае воздействия на злокачественные опухоли, происходит их абляция – разрушение с последующим выведением из организма.

В настоящее время наблюдается значительная потребность в приборах HIFU-терапии. Имеющийся научно-технический и инженерный потенциал НКТБ «Пьезоприбор», а также сложившийся рыночный дефицит в медицинских ультразвуковых преобразователях способствовали выполнению данного исследования. Основная цель – создание прототипа фокусирующего HIFU преобразователя с центральным отверстием, работающего на частоте 2 МГц. Для этого необходимо провести математическое моделирование, изготовить макетный образец и измерить полученные характеристики. В ходе реализации данного исследования было использовано оборудование ЦКП «Высокие технологии».

**Математическая модель фокусирующего пьезокерамического преобразователя.** На практике применяют различные виды пьезокерамических излучателей (ПИ): сферические и параболические преобразователи [9], плоские преобразователи с рефлектором или фокусирующей головкой [10], тороидальные и другие [11–13]. Актуальной задачей при построении фокусирующего ПИ является наличие центрального отверстия для закрепления датчика ультразвуковой визуализации (УЗИ).

Для решения поставленной задачи применялся метод конечных элементов в программном комплексе ANSYS. Основным критерием при выполнении математического моделирования являлось появление устойчивого пятна фокуса акустического давления в центре геометрической оси. В качестве основы моделируемого ПИ выбран сегнетожесткий пьезокерамический материал ПКП-35 [14]. В результате построения осесимметричной модели ПИ в форме сегмента полой сферы толщиной 1 мм и радиусом излучающей поверхности 75 мм, нагруженной на воду, был получен график распределения давления вдоль фокусной оси в диапазоне частот 1,8–2,5 МГц (рис. 1,а), а также визуализация распределения давлений при возбуждении на частоте 2 МГц (рис. 1,б).

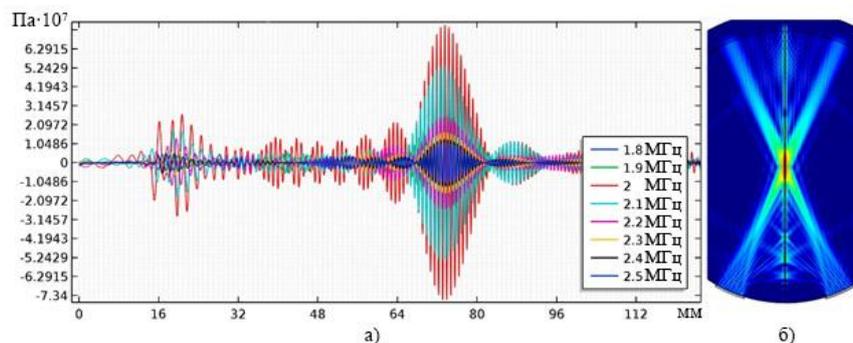


Рис. 1: а – График распределения давления вдоль фокусной оси исследуемого ПИ в диапазоне частот 1,8–2,5 МГц; б – визуализация распределения давлений

В источнике [15] описывается методика измерения пятна фокуса с использованием жидкой среды. Данная методика позволяет получить численные значения давления в пятне фокуса ПИ, нагруженного на воду. В нашем случае, на уровне -6 Дб размер эллиптического пятна составил  $\text{Ø}1 \cdot 13$  мм.

**Построение прототипа пьезокерамического HIFU-излучателя.** Опираясь на полученные результаты, созданы образцы пьезокерамических элементов заданной формы по классической керамической технологии [16]. Заготовки получены методом полусухого прессования, обожжены в муфельной печи и обработаны с точностью  $\pm 0,15$  мм. На излучающие поверхности наносились серебряные электроды, после чего образцы подвергались поляризации в постоянном электрическом поле. Внешний вид изготовленных пьезоэлементов представлен на рис. 2.



Рис. 2. Внешний вид пьезокерамических элементов

Для оценки качества изготовленных элементов, на анализаторе иммитанса E7-28 измерены их электрофизические параметры (ЭФП):

- ◆ Статическая ёмкость  $C_t = 45$  нФ;
- ◆ Тангенс угла диэлектрических потерь в слабых полях  $tg\delta < 0.0025$  ;
- ◆ Эффективный коэффициент электромеханической связи  $K_{eff} = 0.43$  .

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) активной составляющей проводимости показана на рис. 3.

Для обеспечения согласования ПИ и воды подобраны оптимальные характеристики согласующего слоя.

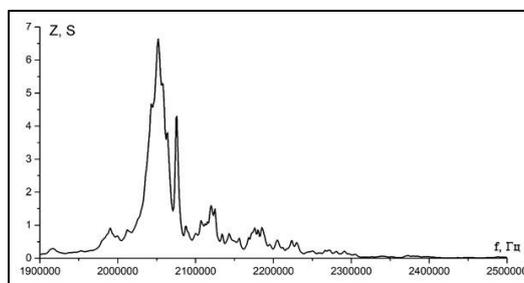


Рис. 3. Зависимость амплитуды активной составляющей проводимости исследуемых элементов от частоты

АЧХ свободного и нагруженного на воду ПИ с согласующим слоем представлена на рис. 4.

Заключительным этапом создания фокусирующего HIFU-преобразователя стала сборка в корпус и герметизация ПИ. Материал корпуса изготавливался из нержавеющей стали. Пьезокерамический элемент с согласующим слоем укладывался в радиальную сферическую выточку и после этого все стыковые соединения покрывались герметизирующим составом на основе полиуретана. Через боковое отверстие на корпусе выводился кабель питания, помещённый в гибкую силиконовую трубку. Внешний вид преобразователя в сборе представлен на рис. 5.

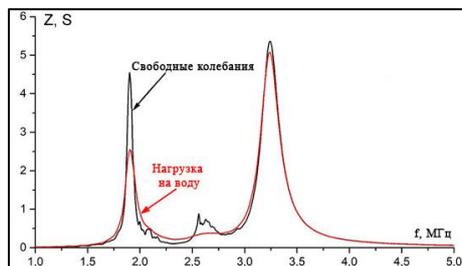


Рис. 4. Зависимость амплитуды активной составляющей проводимости исследуемых пьезоэлементов от частоты свободного и нагруженного на воду



Рис. 5. Внешний вид собранного прототипа HIFU-преобразователя

**Экспериментальные данные.** С целью оценки рабочих диапазонов созданного ультразвукового преобразователя проведены исследования, направленные на определение размеров фокусного пятна, а также интенсивности развиваемого акустического давления. Для этого использовалась система измерения акустической интенсивности ONDA AIMS III. Преобразователь помещался в воду напротив измерительного гидрофона и на вход преобразователя подавался модулированный сигнал генератора. Кронштейн с измерительным гидрофоном дискретно перемещался с шагом 0,05 мм в поле акустического воздействия, фиксируя уровень излучения на каждом шаге. Полученные данные обрабатывались с помощью прикладного программного обеспечения Soniq Software и представлены в виде двумерного массива и графиков зависимости акустического давления от координат на плоскости (рис. 6).

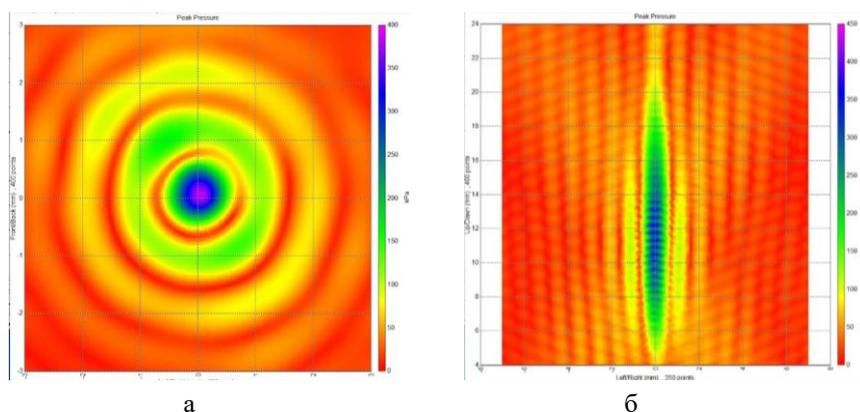


Рис. 6. Распределение интенсивности акустического давления вдоль горизонтальной (а) и вертикальной (б) оси

Основываясь на статистической выборке из массива данных, определены размеры фокусного пятна по уровню -6 дБ, фокусируемого преобразователем. Площадь составила  $0,583 \text{ мм}^2$ , а размеры 0,8238 на 10,06 мм. Эти размеры соответствуют приближенным вычислениям, полученным в ходе математического моделирования. Таким образом, результаты математического моделирования и создания прототипа HIFU-преобразователя доказали работоспособность выбранной конструкции.

Для наглядной демонстрации возможностей использования преобразователя на органических материалах и биологических тканях проведён эксперимент по воздействию фокусированным ультразвуком на 10-мм пластину из полиметилметакрилата (ПММА) и мышечные ткани курицы (рис. 7). В ходе серии экспериментов получен ряд размеров фокусного пятна. Минимальное значение составило 0,8 мм, максимальное – около 3 мм. В зависимости от подводимой к преобразователю мощности, а также времени воздействия определены оптимальные режимы воздействия.

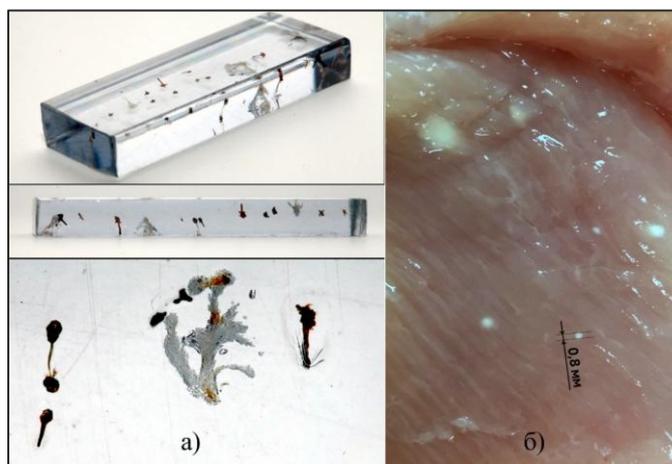


Рис. 7. Результат воздействия HIFU-преобразователя на: а – пластину из ПММА, б – мышечные ткани курицы

**Обсуждение результатов.** В результате проделанной работы смоделирован и изготовлен прототип фокусирующего ультразвукового преобразователя. Из пьезо-керамического материала ПКП-35 создан излучатель в виде тонкостенного сегмента сферы с центральным отверстием, предназначенным для датчика ультразвуковой визуализации. Преобразователь представляет собой ПИ, помещённый в герметичный корпус из нержавеющей стали. Измеренные параметры (геометрические размеры фокусного пятна, максимальная интенсивность акустического давления, амплитудно-частотная характеристика), а также результаты экспериментов на органических материалах и тканях позволяют сделать вывод о возможности применения созданного устройства в качестве терапевтического HIFU-преобразователя в медицинской практике.

**Заключение.** Характеристики фокусирующего ультразвукового преобразователя, измеренные на оборудовании ЦКП «Высокие технологии» Южного федерального университета соответствуют расчётам математической модели ПИ, взятого за основу. Экспериментальные данные позволяют сделать вывод о возможности использования в составе терапевтических комплексов, предназначенных для неинвазивного воздействия на локальные участки тканей человеческого тела, размером от 0,8 мм. Интенсивность и время воздействия регулируются с использова-

нием программно-аппаратных средств. Выполнение данного исследования открывает путь к изучению как одноэлементных фокусирующих ультразвуковых преобразователей, так и многоэлементных с распределённым пятном фокуса, построенных на основе современных технологий.

Авторы выражают благодарность коллегам из Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого Александру Ефимовичу Берковичу и Андрею Борисовичу Белянкину за помощь в проведении исследований.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Fry W.J. Use of intense ultrasound in neurological research // Amer. J. Phys. Med. – 1958. – Vol. 37, No. 3. – P. 143-147.
2. Tyshlek D., Aubry J-F, Ter Haar G., Hananel A., Foley J., Eames M., Kassell N., Simonin H.H. Focused ultrasound development and clinical adoption: 2013 update on the growth of the field // Journal of Therapeutic Ultrasound. – 2014. – 2:2.
3. Wu F., Wang Z.B., Chen W.Z., Zou J.Z., Bai J., Zhu H., Li K.Q., Xie F.L., Jin C.B., Su H.B. Extracorporeal focused ultrasound surgery for treatment of human solid carcinomas: early Chinese clinical experience // Ultrasound in Med. and Biol. – 2004. – Vol. 30, No. 2. – P. 245-260.
4. Ninet J., Roques X., Seitelberger R., Deville C., Pomar J.L., Robin J, Jegaden O., Wellens F., Wolner E., Vedrinne C., Gottardi R., Orrit J., Billes M.A., Hoffmann D.A., Cox J.L., Champsaur G.L Surgical ablation of atrial fibrillation with offpump, epicardial, high-intensity focused ultrasound: Results of a multicenter trial // J. Thorac. Cardiovasc. Surg. – 2005. – Vol. 130, No. 3. – P. 803-809.
5. Aptel F., Lafon C. Treatment of glaucoma with high intensity focused ultrasound // Int. J. Hyperthermia. – 2015. – Vol. 31, No. 3. – P. 292-301.
6. Vaezy S., Martin R., Schmiendl U., et al. Liver hemostasis using high-intensity focused ultrasound // Ultrasound in Med. and Biol. – 1997. – Vol. 23, No. 9. – P. 1413-1420.
7. Cleveland R.O., Sapozhnikov O.A. Modeling elastic wave propagation in kidney stones with application to shock wave lithotripsy // J. Acoust. Soc. Am. – 2005. – Vol. 118, No. 4. – P. 2667-2676.
8. McDannold N., Clement G., Black P. Jolesz F., Hynynen K. Transcranial MRI-guided focused ultrasound surgery of brain tumors: Initial findings in three patients // Neurosurgery. – 2010. – Vol. 66, No. 2. – P. 323-332.
9. Kim V, Maxwell A.D., Hall T., Xu Z., Lin K., Cain C. Rapid prototyping fabrication of focused ultrasound transducers // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control. – September, 2014. – Vol. 61, No. 9.
10. Chen K., Irie T., Iijima T. and Morita T. Wideband Multi-modes Excitation by one Double-parabolic-reflectors Ultrasonic Transducer (DPLUS) // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. – Doi: 10.1109/TUFFC.2020.2978234.
11. Martínez R., Vera A. and Leija L. "eat therapy HIFU transducer electrical impedance modeling by using FEM // 2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings, Montevideo. – 2014. – P. 299-303. – Doi: 10.1109/I2MTC.2014.6860756.
12. Cambronero S., Rivoire M., Dupré A. and Melodelima D. Non-invasive fast, large and selective in vivo HIFU ablation of the liver with a toroidal transducer // 2019 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS), Glasgow, United Kingdom. – 2019. – P. 2126-2128. – Doi: 10.1109/ULTSYM.2019.8926054.
13. Lorton O. et al. Self-Scanned HIFU Ablation of Moving Tissue Using Real-Time Hybrid US-MR Imaging // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. – Aug. 2019. – Vol. 66, No. 8. – P. 2182-2191. – Doi: 10.1109/TBME.2018.2885233.
14. Малыхин А.Ю., Нестеров А.А., Панич А.Е. «Особенности механических характеристик сегнетожесткого материала ПКП-35 при использовании в условиях силового ультразвука» // Матер. XIV всероссийской научной конференции «Технологии и материалы для экстремальных условий», г. Москва, 2019.
15. Wang H., Zheng W., Huang L., Zhang T. and Yang Z. A Rapid and Non-Invasive Method for Measuring the Peak Positive Pressure of Hifu Field Based on Acousto-Optic Deflection Effect // 2019 13th Symposium on Piezoelectricity, Acoustic Waves and Device Applications (SPAWDA), Harbin, China, 2019. –P. 1-5. – Doi: 10.1109/SPAWDA.2019.8681819.

16. Окадзаки К. Технология керамических диэлектриков: пер. с яп. – М.: Энергия, 1976.
17. Беспалов В.Г., Точильников Г.В., Сенчик К.Ю., Ермакова Е.Д., Ковалевская Е.И., Гафтон Г.И., Беркович А.Е. Высокоинтенсивный сфокусированный ультразвук в лечении злокачественных и доброкачественных опухолей // Вопросы онкологии. – 2020. – Т. 66, № 1. – С. 29-35.
18. Малыхин А.Ю., Дыкина Л.А., Панич Е.А. Управление свойствами пьезокерамического материала на основе системы ЦТС для устройств электроакустической техники // Российский химический журнал. – 2020. – Т. 64. № 3. – С. 97-102.
19. Панич А.Е., Панич А.А., Свирская С.Н., Малыхин А.Ю., Скрылёв А.В., Алексюнин Е.С., Панич Е.А. Инновационные технологии для биомедицинского применения // Матер. VIII научно-практической конференции с международным участием «Генетика – фундаментальная основа инноваций в медицине и селекции. – Ростов-на-Дону – Таганрог, 2019. – С. 175-179.
20. Змитриченко Ю.Г., Точильников Г.В., Беспалов В.Г., Бусько Е.А., Козубова К.В., Сенчик К.Ю., Ермакова Е.Д., Жилинская Н.Т., Беркович А.Е. Оценка эффективности термической абляции высокоинтенсивным сфокусированным ультразвуком на модели мышечной ткани крысы // Сб. тезисов VI Петербургского международного онкологического форума «Белые ночи 2020», 2020. – С. 282.

## REFERENCES

1. Fry W.J. Use of intense ultrasound in neurological research, *Amer. J. Phys. Med.*, 1958, Vol. 37, No. 3, pp. 143-147.
2. Tyshlek D., Aubry J-F, Ter Haar G., Hananel A., Foley J., Eames M., Kassell N., Simonin H.H. Focused ultrasound development and clinical adoption: 2013 update on the growth of the field, *Journal of Therapeutic Ultrasound*, 2014, 2:2.
3. Wu F., Wang Z.B., Chen W.Z., Zou J.Z., Bai J., Zhu H., Li K.Q., Xie F.L., Jin C.B., Su H.B. Extracorporeal focused ultrasound surgery for treatment of human solid carcinomas: early Chinese clinical experience, *Ultrasound in Med. and Biol.*, 2004, Vol. 30, No. 2, pp. 245-260.
4. Ninet J., Roques X., Seitelberger R., Deville C., Pomar J.L., Robin J, Jegaden O., Wellens F., Wolner E., Vedrinne C., Gottardi R., Orrit J., Billes M.A., Hoffmann D.A., Cox J.L., Champsaur G.L Surgical ablation of atrial fibrillation with offpump, epicardial, high-intensity focused ultrasound: Results of a multicenter trial, *J. Thorac. Cardiovasc. Surg.*, 2005, Vol. 130, No. 3, pp. 803-809.
5. Aptel F., Lafon C. Treatment of glaucoma with high intensity focused ultrasound, *Int. J. Hyperthermia*, 2015, Vol. 31, No. 3, pp. 292-301.
6. Vaezy S., Martin R., Schmiedl U., et al. Liver hemostasis using high-intensity focused ultrasound, *Ultrasound in Med. and Biol.*, 1997, Vol. 23, No. 9, pp. 1413-1420.
7. Cleveland R.O., Sapozhnikov O.A. Modeling elastic wave propagation in kidney stones with application to shock wave lithotripsy, *J. Acoust. Soc. Am.*, 2005, Vol. 118, No. 4, pp. 2667-2676.
8. McDannold N., Clement G., Black P. Jolesz F., Hynynen K. Transcranial MRI-guided focused ultrasound surgery of brain tumors: Initial findings in three patients, *Neurosurgery*, 2010, Vol. 66, No. 2, pp. 323-332.
9. Kim V, Maxwell A.D., Hall T., Xu Z., Lin K., Cain C. Rapid prototyping fabrication of focused ultrasound transducers, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control*. September, 2014, Vol. 61, No. 9.
10. Chen K., Irie T., Iijima T. and Morita T. Wideband Multi-modes Excitation by one Double-parabolic-reflectors Ultrasonic Transducer (DPLUS), *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. Doi: 10.1109/TUFFC.2020.2978234.
11. Martinez R., Vera A. and Leija L. "eat therapy HIFU transducer electrical impedance modeling by using FEM, 2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings, Montevideo, 2014, pp. 299-303. Doi: 10.1109/I2MTC.2014.6860756.
12. Cambronero S., Rivoire M., Dupré A. and Melodelima D. Non-invasive fast, large and selective in vivo HIFU ablation of the liver with a toroidal transducer, 2019 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS), Glasgow, United Kingdom, 2019, pp. 2126-2128. Doi: 10.1109/ULTSYM.2019.8926054.

13. Lorton O. et al. Self-Scanned HIFU Ablation of Moving Tissue Using Real-Time Hybrid US-MR Imaging, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Aug. 2019, Vol. 66, No. 8, pp. 2182-2191. Doi: 10.1109/TBME.2018.2885233.
14. Malykhin A.Yu., Nesterov A.A., Panich A.E. Osobennosti mekhanicheskikh kharakteristik segnetozhestkogo materiala PKP-35 pri ispol'zovanii v usloviyakh silovogo ul'trazvuka [Features of the mechanical characteristics of the ferrorigid material PKP-35 when used in the conditions of power ultrasound], *Mater. XIV vserossiyskoy nauchnoy konferentsii «Tekhnologii i materialy dlya ekstremal'nykh usloviy»*, g. Moskva, 2019 [Proceedings of the XIV All-Russian Scientific Conference "Technologies and Materials for Extreme Conditions", Moscow, 2019].
15. Wang H., Zheng W., Huang L., Zhang T. and Yang Z. A Rapid and Non-Invasive Method for Measuring the Peak Positive Pressure of Hifu Field Based on Acousto-Optic Deflection Effect, *2019 13th Symposium on Piezoelectricity, Acoustic Waves and Device Applications (SPAWDA), Harbin, China, 2019*, pp. 1-5. Doi: 10.1109/SPAWDA.2019.8681819.
16. Okadzaki K. Tekhnologiya keramicheskikh dielektrikov [Technology of ceramic dielectrics]: transl. from Jap. Moscow: Energiya, 1976.
17. Bepalov V.G., Tochil'nikov G.V., Senchik K.Yu., Ermakova E.D., Kovalevskaya E.I., Gafton G.I., Berkovich A.E. Vysokointensivnyy sfokusirovannyy ul'trazvuk v lechenii zlokachestvennykh i dobrokachestvennykh opukholey [High-intensity focused ultrasound in the treatment of malignant and benign tumors], *Voprosy onkologii* [Questions of oncology], 2020, Vol. 66, No. 1, pp. 29-35.
18. Malykhin A.Yu., Dykina L.A., Panich E.A. Upravlenie svoystvami p'ezokeramicheskogo materiala na osnove sistemy TSTS dlya ustroystv elektroakusticheskoy tekhniki [Control of the properties of piezoceramic material based on the CTS system for electroacoustic devices], *Rossiyskiy khimicheskii zhurnal* [Russian Chemical Journal], 2020, Vol. 64, No. 3, pp. 97-102.
19. Panich A.E., Panich A.A., Svirskaya S.N., Malykhin A.Yu., Skrylev A.V., Alekseyunin E.S., Panich E.A. Innovatsionnye tekhnologii dlya biomeditsinskogo primeneniya [Innovative technologies for biomedical applications], *Mater.VIII nauchno-prakticheskoy konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem «Genetika – fundamental'naya osnova innovatsiy v meditsine i selektsii* [Proceedings of the VIII scientific and practical conference with international participation "Genetics – the fundamental basis of innovations in medicine and breeding]. Rostov-on-Don – Taganrog, 2019, pp. 175-179.
20. Zmitrichenko Yu.G., Tochil'nikov G.V., Bepalov V.G., Bus'ko E.A., Kozubova K.V., Senchik K.Yu., Ermakova E.D., Zhilinskaya N.T., Berkovich A.E. Otsenka effektivnosti termicheskoy ablyatsii vysokointensivnym sfokusirovannym ul'trazvukom na modeli myshechnoy tkani krysy [Evaluation of the effectiveness of thermal ablation with high-intensity focused ultrasound on a model of rat muscle tissue], *Sb. tezisov VI Peterburgskogo mezhdunarodnogo onkologicheskogo foruma «Belye nochi 2020»* [Collection of abstracts of the VI St. Petersburg International Cancer Forum "White Nights 2020"], 2020. pp. 282.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Ю.К. Шелковников.

**Малыхин Анатолий Юрьевич** – Южный федеральный университет; e-mail: malyhin@sfedu.ru; г. Ростов-на-Дону, пр. Шолохова, 85; тел: +79185987349; ведущий инженер Института высоких технологий и пьезотехники.

**Скрылёв Александр Владимирович** – ведущий инженер Института высоких технологий и пьезотехники ЮФУ.

**Панич Александр Анатольевич** – Институт высоких технологий и пьезотехники ЮФУ; директор; профессор.

**Malykhin Anatoly Yur'evich** – Southern Federal University; e-mail: malyhin@sfedu.ru; 85, Sholokhov ave. Rostov-on-Don, Russia; phone: +79185987349; leading engineer of the Institute of high technologies and piezotechnics.

**Skrylev Alexander Vladimirovich** – Leading engineer of the Institute of high technologies and piezotechnics.

**Panich Alexander Anatol'evich** – director of the Institute of high technologies and piezotechnics; professor.

## 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/>.