

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

ВЕСТНИК

**Воронежского государственного
технического университета**

Том 20 № 4 2024 г.

Основан в апреле 2000 г.

ВЕСТНИК ВОРОНЕЖСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

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

Учредитель: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»

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

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

Журнал выходит четыре раза в год

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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

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

Ответственный секретарь С.А. Малокова – Воронеж

ЧЛЕНЫ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ:

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

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

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

Телефон: +7 (473) 278-38-89

E-mail: vestnik@vorstu.ru

Издатель: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»

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

© ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2024

12+

BULLETIN OF VORONEZH STATE TECHNICAL UNIVERSITY

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

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

Subscription index in the United catalog "Russian Press" - 41891.

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

The journal is published four times a year

EDITORIAL BOARD:

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

Executive secretary S.A. Malyukova – Voronezh

MEMBERS OF EDITORIAL BOARD:

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

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

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

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

E-mail: vestnik@vorstu.ru

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

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

© Voronezh State Technical University, 2024

12+

СОДЕРЖАНИЕ

Информатика, вычислительная техника и управление

Инструменты мониторинга производительности вычислительной системы А.В. Барабанов, В.Ф. Барабанов, М.А. Белых	7
Тепловые процессы при ИК-облучении воды: эксперимент и модель Д.С. Сайко, Д.Г. Андреев, С.А. Титов, В.И. Корепанов	13
Математическая модель задачи о течении неньютоновской несжимаемой жидкости в зазоре между двумя вращающимися цилиндрами В.С. Купцов, А.А. Катрахова	23
Цифровая система диспетчерского регулирования движения судов на внутренних водных путях В.И. Плющаев	26
Способ контроля состояния (тяги) турбореактивного двигателя в полете на фиксированных режимах работы С.В. Николаев, А.П. Тупицын, Д.С. Меренцов	33
Сравнительный анализ работы эволюционных алгоритмов при решении многокритериальной транспортной задачи без ограничений М.А. Белых, Д.А. Баранов, В.Ф. Барабанов	43
Моделирование теплообмена термоэлектрического модуля с турбулентным потоком в рамках k- ω модели турбулентности О.А. Дорохова, И.Л. Батаронов, Т.А. Надеина, Н.А. Ююкин	49
Исследование устойчивости полета гибридного двухмоторного аппарата В.Б. Фурсов, Ю.В. Писаревский, Ж.А. Ген	60
Моделирование системы управления электропривода БПЛА И.А. Болдырев, А.С. Кожин, А.В. Бурковский, А.В. Тикунов, Т.Е. Черных	65

Радиотехника и связь

Методика оптимизации хранения данных на базе флэш-памяти с учетом анализа порогового напряжения А.В. Башкиров, М.В. Хорошайлова, А.С. Демихова	74
Исследование современных многолучевых линзовых антенн Д.А. Шершов, С.М. Фёдоров, Е.А. Ищенко	82
Исследование помехоустойчивости канала связи беспилотных летательных аппаратов к шумоподобным помехам М.А. Ромашенко, Д.В. Васильченко, А.Ю. Аралов	89
Исследование влияния компаундов на характеристики планарного трансформатора в модуле электропитания И.С. Бобылкин, А.А. Кузёмкин, Е.М. Ивашкина, А.М. Безрукавый	94
Проектирование аналого-цифрового преобразователя с регистром последовательного приближения М.В. Хорошайлова, А.В. Турецкий, А.С. Демихова	99
Печатная логопериодическая антенна для широкополосного пеленгационного комплекса Е.Д. Егорова, Е.А. Ищенко, А.Е. Медведев, Д.В. Пацев, С.М. Фёдоров	106
Исследование влияния межсимвольной интерференции на передачу сложных сигналов Л.А. Сенаторов	111

CONTENTS

Informatics, computer engineering and control

Development of an algorithm for monitoring the state of a computer system A.V. Barabanov, V.F. Barabanov, M.A. Belykh.....	7
Thermal processes during IR irradiation of water: experiment and model D.S. Saiko, D.G. Andreev, S.A. Titov, V. I. Korepanov.....	13
Mathematical model of the problem of non Newtonian incompressible fluid flow steady between two rotatig cylinders V.S. Kuptsov, A.A. Katrakhova.....	23
Digital ship traffic control system on inland waterways V.I. Plyushchaev.....	26
Method for monitoring the condition (thrust) of a turbojet engine in flight at fixed operating modes S.V. Nikolaev, A.P. Tupitsyn, D.S. Merentsov.....	33
Comparative analysis of the work of evolutionary algorithms for solving a multi-criteria transport problem without restrictions M.A. Belykh, D.A. Baranov, V.F. Barabanov	43
Modeling of heat exchange of a thermoelectric module with a turbulent flow in the framework of the k- ω turbulence model O.A. Dorokhova, I.L. Bataronov, T.A. Nadeina, N.A. Yuyukin.....	49
Investigation of flight stability of a hybrid twin-engine vehicle V.B. Fursov, Yu.V. Pisarevsky, Zh.A. Gen.....	60
Modeling of control system UAV electric drive I.A. Boldyrev, A.S. Kozhin, A.V. Burkovsky, A.V. Tikunov, T.E. Chernykh.....	65

Radio engineering and communication

Flash memory-based data storage optimization technique taking into account the threshold voltage analysis A.V. Bashkirov, M.V. Khoroshailova, A.S. Demikhova.....	74
Research of modern multipath lens antennas D.A. Shershov, S.M. Fedorov, E.A. Ishchenko.....	82
Investigation stability a communication channel of unmanned aerial vehicles to noise-like interference M.A. Romashchenko, D.V. Vasilchenko, A.Yu. Aralov.....	89
Investigation of the effect of compounds on the characteristics of a planar transformer in a power supply module I.S. Bobylkin, A.A. Kuzyomkin, E.M. Ivashkina, A.M. Bezrukavy.....	94
Designing a multiplication and accumulation unit for applications digital signal processing M.V. Horoshailova, A.V. Turetskiy, A.S. Demikhova.....	99
Printed logoperiodic antenna for wide-band direction finding system E.D. Egorova, E.A. Ishchenko, A.E. Medvedev, D.V. Patsev, S.M. Fedorov.....	106
Study of the influence of intersymbol interference on the transmission of complex signals L.A. Senatorov.....	111
Reducing the size parameters of radio engineering devices taken into account of reducing losses in the power supply transformer N.Yu. Veretennikov.....	115

Уменьшение габаритных параметров радиотехнических устройств с учетом снижения потерь в трансформаторе источника питания Н.Ю. Веретенников	115
Исследование современных антенных систем на основе линз Ротмана Д.А. Шершов, С.М. Фёдоров, Е.А. Ищенко	120
Оптимизация распределения сетевых ресурсов беспроводной сенсорной сети М.В. Хорошайлова, А.А. Пирогов, А.В. Турецкий	125
Идентификация повышенного или пониженного входного напряжения в импульсном источнике питания постоянного тока И.С. Бобылкин, А.В. Иванов, А.А. Кузёмкин, Д.А. Кисленков	133
Методика приема, обработки и распознавания радиосигналов в задачах обнаружения беспилотных летательных аппаратов М.А. Ромашенко, А.Ю. Мантула	140
Машиностроение и машиноведение	
Установление области допустимых значений среднего радиуса и числа зубьев охватывающей фрезы с конструктивной радиальной подачей, обеспечивающих требуемую погрешность формообразования РК-профильных валов Ю.А. Мальнева, В.В. Куц, А.Н. Кальченко, Т.А. Толмачева	148
Совершенствование системы разварки контактов в случае изготовления интегральных микросхем С.В. Долженков, А.В. Звягинцева, Т.Г. Меньшикова	154

Research of modern antenna systems based on Rotman lenses D. A. Shershov, S. M. Fedorov, E.A. Ishchenko	120
Optimizing the allocation of wireless network resources sensor network M.V. Khoroshailova, A.A. Pirogov, A.V. Turetskiy	125
Identification of an increased or decreased input voltage in a DC/DC switching power supply I.S. Bobylkin, A.V. Ivanov, A.A. Kuzyomkin, D.A. Kislenkov	133
Methods of receiving, processing and recognizing radio signals in the tasks of detecting unmanned aerial vehicles M.A. Romashchenko, A.Yu. Mantula	140

Mechanical engineering and science of machines

Setting the range of acceptable values of the average the radius and number of teeth of the enclosing milling cutter with a constructive radial feed providing the required error for the formation of the RC profile shafts Yu.A. Malyneva, V.V. Kutz, A.N. Kalchenko, T.A. Tolmacheva	148
Improving the contact welding system in the case of manufacturing integrated circuits S.V. Dolzhenkov, A.V. Zvyagintseva, T.G. Menshikova	154

Информатика, вычислительная техника и управление

DOI 10.36622/1729-6501.2024.20.4.001

УДК 004.8

ИНСТРУМЕНТЫ МОНИТОРИНГА ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

А.В. Барабанов, В.Ф. Барабанов, М.А. Белых

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: проанализированы инструменты мониторинга производительности вычислительной системы, определены внутренние механизмы их работы и способы взаимодействия с ними. На основании механизмов работы был разработан алгоритм мониторинга состояния вычислительной системы, предназначенный для оперативного контроля и анализа работоспособности различных компонентов системы. Алгоритм позволяет осуществлять постоянный сбор данных о производительности, нагрузке, ресурсах и других параметрах системы, а также предоставляет возможность прогнозирования возможных сбоев и ухудшения работы. На основании алгоритма реализована программа по мониторингу ресурсов. Получаемая описанными алгоритмами информация о процессах и загрузке центрального процессора системы допускает расхождения с диспетчером задач не более 5 % по загрузке центрального процессора (ЦП) в связи с разными алгоритмами расчета и абсолютно идентична по расчету загрузки оперативной памяти. Использование описанных алгоритмов целесообразно в случаях, если нет встроенных счетчиков или имеется потребность в анализе конкретных параметров системы. Как итог – был разработан и реализован алгоритм по мониторингу ресурсов, доступный в большинстве систем, но не требующий дополнительных прав пользователя для своего использования

Ключевые слова: мониторинг вычислительной системы, контроль и анализ компонентов системы, системы прогнозирования состояния, счетчики производительности

Введение

Мониторинг производительности вычислительных систем может быть выполнен различными способами, в зависимости от того, какие аспекты производительности необходимо отслеживать, а также от целевых систем [1, 2].

Основой для анализа производительности системы являются счетчики производительности, которые концептуально представляют собой измеряемые отчетные показатели, которые ядро или приложение может сообщать операционной системе (ОС) для последующего использования этих данных в различных целях.

С помощью счетчиков можно отслеживать различные показатели: загрузку процессора, оперативной памяти, нагрузку и использование видео ядра и др.

Но в контексте производительности вычислительной системы наиболее интересными являются следующие основные счетчики:

- Процессор (CPU);
- Память (Memory);
- Жесткие диски (Physical Disk Avg).

Далее рассмотрены все вышеперечисленные показатели, а также способы их анализа

посредством реализации программного средства на языке программирования C# [3, 4].

Анализ загрузки процессора

Первый анализируемый показатель – Processor Time, возвращающий процент времени, в течение которого центральный процессор (ЦП) занят выполнением каких-либо задач. Счетчик включает в себя процессорное время, затрачиваемое на обработку аппаратных прерываний [5].

Под процентом загруженности процессора понимается та часть времени, которая расходуется процессором на выполнение любого потока, за исключением состояния бездействия (простоя). Для вычисления этого значения измеряется процент времени, затраченного процессором на состояние бездействия (простоя), после чего значение вычитается из 100 %. Важно, что поток бездействия есть у каждого процессора и время расходуется на него, если нет готовых к выполнению потоков.

Этот счетчик является основным индикатором активности процессора и показывает средний процент времени занятости за определенное время.

Учет использования ресурсов процессором производится через внутренние интервалы,

равные тактам системных часов. По этой причине процент загрузки процессора может быть занижен в современных высокоскоростных процессорах, так как они могут расходовать много времени на обработку потоков между соседними тактами системных часов.

Одним из примеров приложений, основанном на рабочей нагрузке, можно считать приложения таймера, для которых наиболее вероятно неточное измерение занятости. Это связано с тем, что таймер получает сигнал сразу после обработки выбранного интервала.

Кроме этого счетчика, есть еще ряд счетчиков для мониторинга загрузки процессора:

1. % C1 Time, % C2 Time, % C3 Time – процент времени C1, % времени C2, % времени C3;
2. % IAverage Idle Time – среднее время простоя;

3. dle Time – процент времени бездействия;
4. % of Maximum Frequency – процент от максимальной частоты;
5. Processor Frequency – частота процессора;
6. % Performance Limit – процент ограничения производительности.

Применение всего перечня счетчиков не является необходимым, т. к. для большинства систем будет достаточно анализа двух счетчиков: % Processor Time и % Idle Time для исключения ошибок в показаниях первого. При этом показания счетчика % Processor Time = 100 - % Idle Time и наоборот – загрузка процессора на 80% указывает на то, что 1/5 часть времени ЦП находится в состоянии бездействия. Анализ вышеописанных показателей представлен на рис. 1.

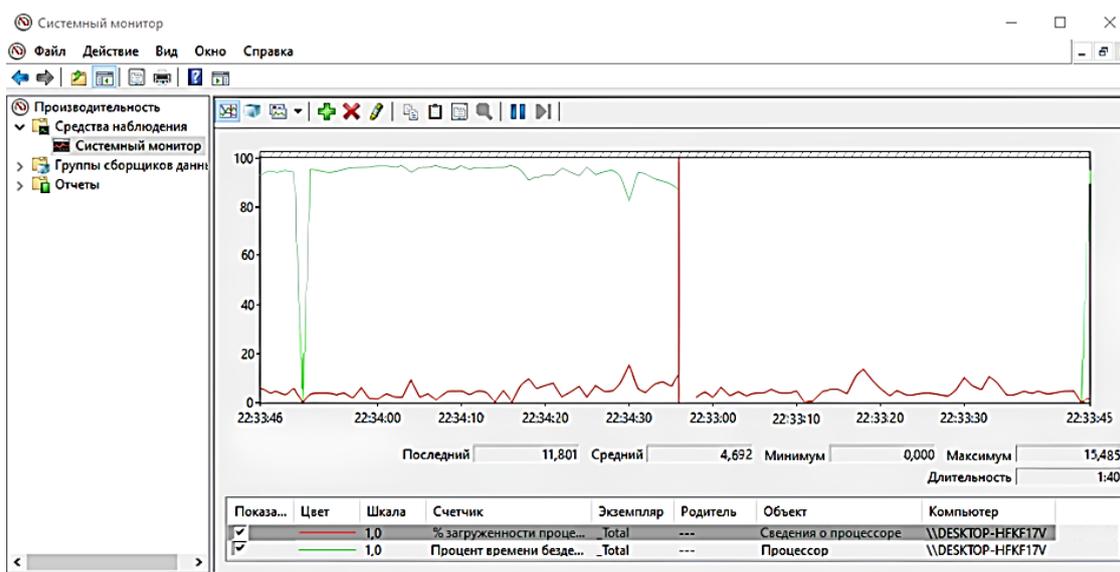


Рис. 1. Анализ счетчиков % Processor Time и % Idle Time

Для анализа оперативной памяти наиболее удобным будет использование счетчика Memory.Available Mbytes (рис. 2) – процент использования выделенной памяти, данный счетчик производит вычисление свободной памяти, вычисляя объем зарезервированной активными процессами памяти, делит его на общий объем памяти и переводит результат в проценты.

Счетчики производительности – удобный инструмент для анализа производительности вычислительной системы, но его использование сопряжено со следующими нюансами:

— может потребоваться настройка прав доступа и активация соответствующих счетчиков производительности в ОС;

— не все операционные системы поддерживают счетчики производительности.

Его плюсами являются высокая точность и малая задержка времени по получению данных, а также простота в применении.

Но с нюансами по получению доступа к данному инструменту не всегда удобно использовать его в чистом виде, но зная механизм работы, можно реализовать его функционал с использованием другого инструмента – процессов, доступных во всех системах без дополнительных прав.

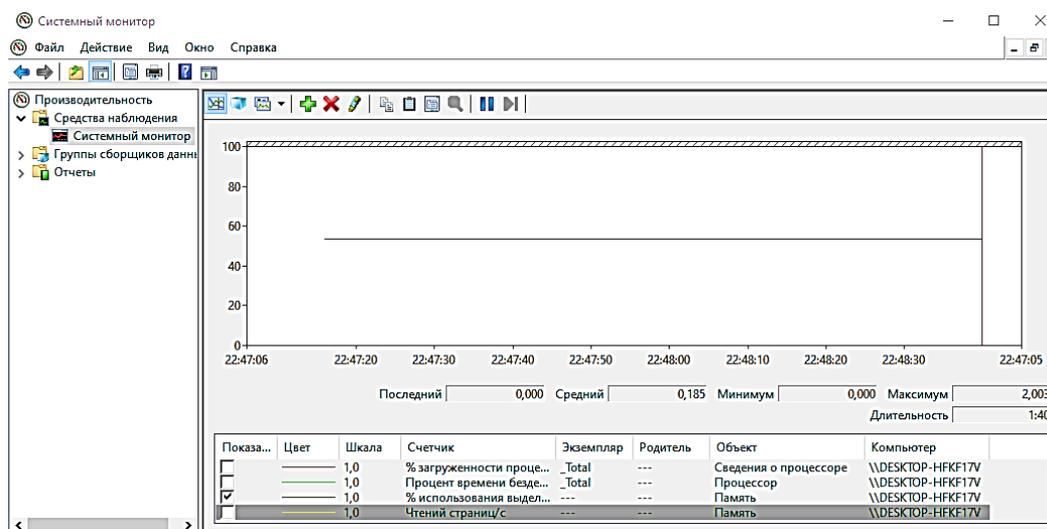


Рис. 2. Анализ счетчика Memory.Available MBytes

Получение информации о процессах в загрузке ЦП

Процессы отражают собой задачи, которые потребляют ресурсы информационной системы

[5]. Вклад процессов в загрузку системы можно увидеть на рис. 3, где показано, какие процессы зарезервировали оперативную память и потребляют ресурсы процессора.

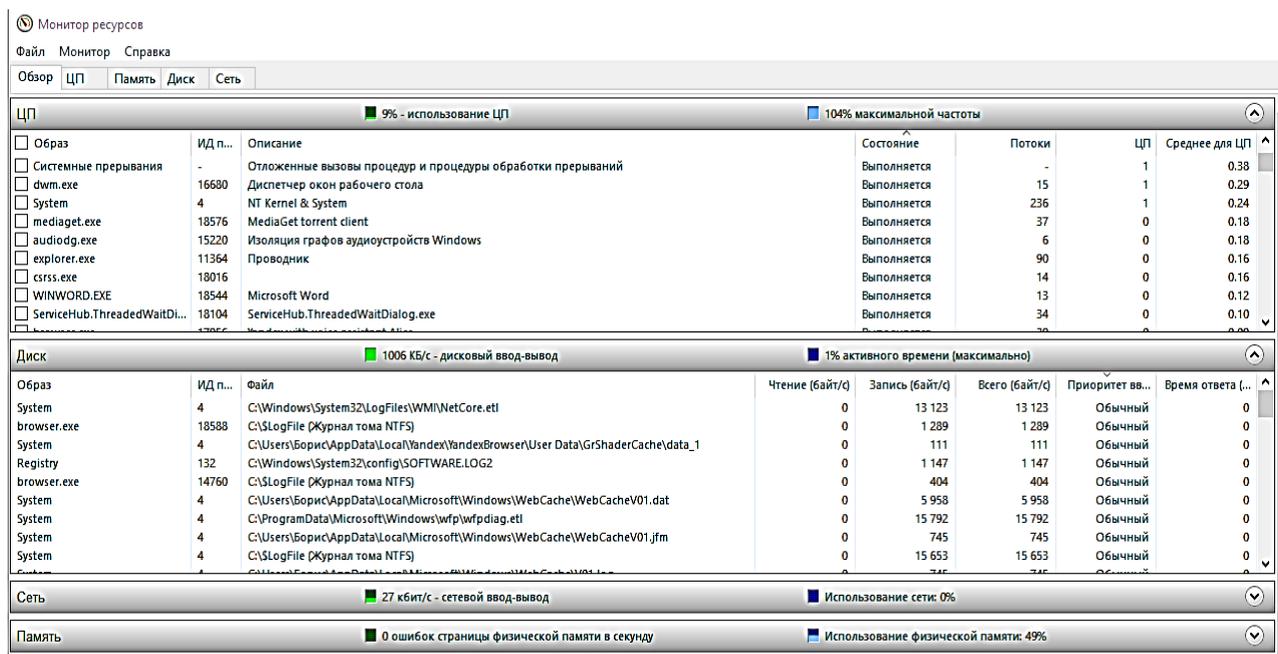


Рис. 3. Отражение процессов в загрузке ЦП и дисков

Для вычисления производительности с помощью данного инструмента удобно использовать алгоритм, представленный на рис. 4, который реализуется в основании счетчиков производительности и выполняет следующие функции:

- определить все запущенные процессы;
- по каждому процессу считать необходимые нам параметры;

– суммировать полученные величины.

Рассмотрим представленный алгоритм для определения загрузки ЦП и оперативной памяти. Для разработки примера будем использовать язык разработки C# и его библиотеку System.Diagnostics [3, 4].



Рис. 4. Алгоритм анализа нагрузки с использованием процессов

Для получения списка ресурсов, запущенных на текущем устройстве, используется следующая команда:

```
Process[]processes=Process.GetProcesses()
```

Далее в цикле производится перебор всех процессов и вычисление необходимых пара-

метров. И производится сложение вычисленных параметров каждого процесса для получения информации о загрузке системы в целом.

Нагрузка каждого процесса вычисляется с помощью выражения $cpuUsage = \text{Math.Round}((\text{process.TotalProcessorTime.TotalMilliseconds} / \text{Environment.ProcessorCount}) * 1000 / \text{Stopwatch.Frequency}, 2)$. В данном выражении:

- `process.TotalProcessorTime.TotalMilliseconds` возвращает общее количество миллисекунд, в течение которых процесс использовал ЦП;
- `Environment.ProcessorCount` возвращает количество логических ЦП в системе;
- `Stopwatch.Frequency` представляет количество тиков таймера в секунду.

Представленное выражение вычисляет общее время использования ЦП процессом в тиках, делит его на количество логических ЦП, чтобы получить время использования одного ЦП, а затем переводит это значение в проценты относительно одной секунды времени ЦП. Округление до двух десятичных знаков помогает упростить чтение и интерпретацию значения.

Получаемая данным алгоритмом информация допускает расхождения с диспетчером задач до 5 % в связи с разными алгоритмами расчета, т.к. диспетчер задач отражает производительность по пиковому в нагрузке ядру. Используемый же метод расчета через перебор используемых процессов имеет задержку в моменте мгновенного снимка, но при этом доступен на большинстве платформ и показывает более адекватную загрузку, т.к. не учитывает пиковые короткие перепады на одно ядро, не влияющие на общую работоспособность системы. Сравнение результатов программы с диспетчером задач представлено на рис. 5-6.

Разница расхождений зависит от загрузки ЦП, чем выше загрузка, тем точнее данные, т.к. система стремится распределить нагрузку по всем ядрам, тем самым выравнивая показатели диспетчера задач.

Вычисление памяти выполняется схожим образом, с помощью функции `WorkingSet64`: возвращается объем памяти, который процесс выделил для своей работы, сумма по всем процессам делится на общее количество оперативной памяти и приводится к процентам.

Получаемая данными алгоритмами информация допускает расхождения с диспетчером задач до 5 % по загрузке ЦП в связи с разными алгоритмами расчета и абсолютно идентична по расчету загрузки оперативной памяти.

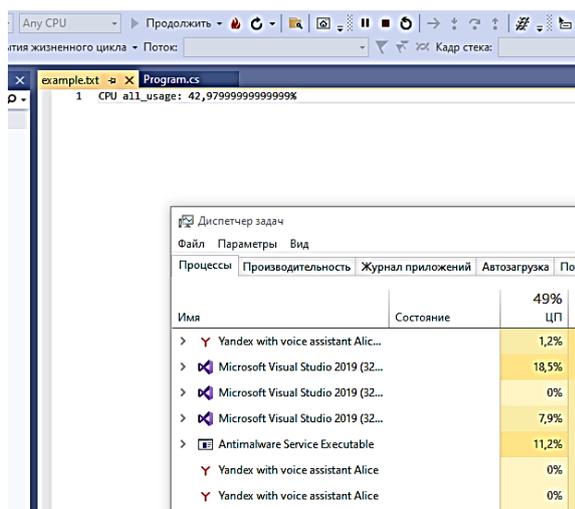


Рис. 5. Сравнение данных между диспетчером задач и программой

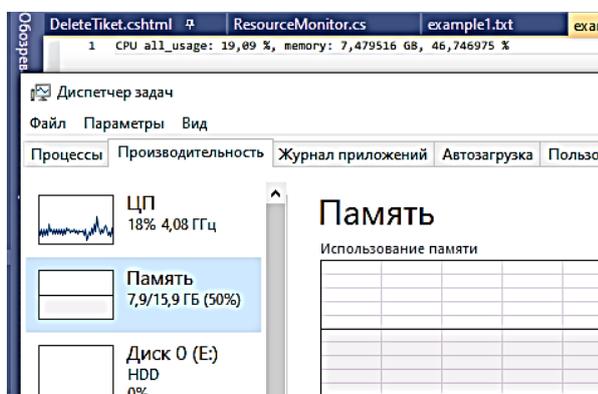


Рис. 6. Сравнение данных между диспетчером задач и описанным алгоритмом

Использование данного алгоритма актуально для случаев:

1. Если нет возможности использования системных счетчиков, в виду их отсутствия или невозможности получить доступ;
2. Необходимости анализировать отдельные процессы, т. к. данный класс позволяет определять наиболее «тяжелые» для системы процессы, что актуально в проработке решений проблем с производительностью.

При использовании данных алгоритмов была реализована программа, развертывающая сайт и читающая в фоне производительность системы и передающая эти параметры по запросу. Данную программу можно считать примером реализации модуля ОС для сервера, позволяющей администраторам понимать в каком состоянии находится система и предпринимать различные действия.

Алгоритм разработанной программы представлен на рис. 7.

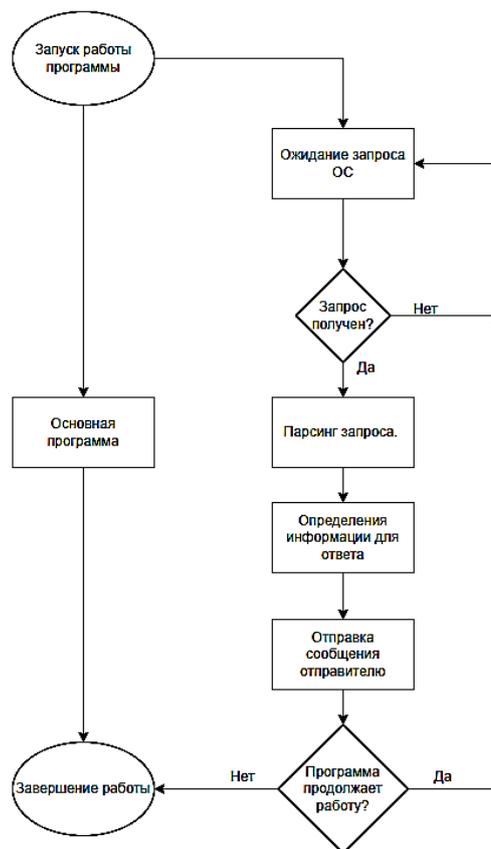


Рис. 7. Алгоритм работы отслеживаемого ресурса

Для отображения возможностей разработанного алгоритма было написано дополнительное программное обеспечение. Данная программа осуществляет запрос на развернутый ресурс, принимает считанные показатели и отрисовывает по полученным показателям графики, а также оповещает о недоступности ресурса. Результат представлен на рис. 8.

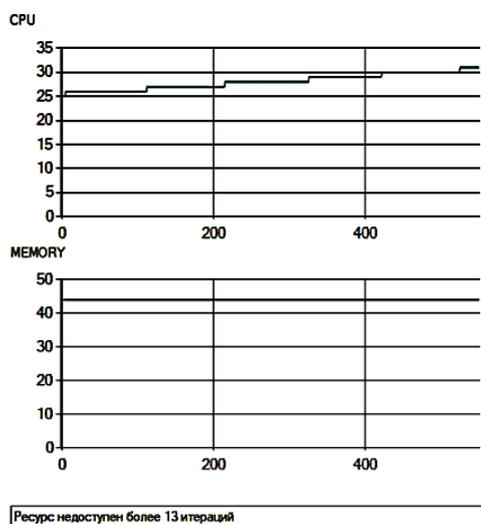


Рис. 8. Отображение производительности по полученным данным

Заключение

В рамках данной статьи рассмотрен процесс анализа производительности вычислительной системы. Описаны основные инструменты, используемые для анализа.

На основании механизма работы проанализированных инструментов, был разработан и реализован алгоритм по мониторингу ресурсов, доступный в большинстве систем, но не требующий дополнительных прав пользователя для своего использования.

Поступила 26.07.2024; принята к публикации 13.11.2024

Литература

1. Компьютер. Просто о сложном. URL: https://chaynikam.net/view_articles.php?id=8 (дата обращения: 22.06.2024)
2. HelpComputerBlog. URL: <http://helpcomputerblog.ru/sluzhby-windows/> (дата обращения: 22.06.2024)
3. Троелсен Э. Язык программирования C# 5.0 и платформа .NET 4.5. М.: Вильямс, 2015. 486 с.
4. Скит Д. C# для профессионалов. Тонкости программирования. М.: Вильямс, 2014. 608 с.
5. Системные службы Windows. URL: <https://pcsecrets.ru/os/sistemnye-sluzhby-windows.html> (дата обращения: 22.06.2024).

Информация об авторах

Барabanov Александр Владимирович – канд. техн. наук, доцент кафедры автоматизированных и вычислительных систем, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: bav33@mail.ru

Барabanov Владимир Федорович – д-р техн. наук, профессор, и.о. зав. кафедрой автоматизированных и вычислительных систем, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: bvf@list.ru

Белых Михаил Алексеевич – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: belykh.ma@yandex.ru

DEVELOPMENT OF AN ALGORITHM FOR MONITORING THE STATE OF A COMPUTER SYSTEM

A.V. Barabanov, V.F. Barabanov, M.A. Belykh

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: this article analyzes the tools for monitoring the performance of a computer system, identifies the internal mechanisms of their operation and ways to interact with them. Based on the mechanisms of operation, an algorithm for monitoring the state of the computer system was developed, designed for operational control and analysis of the operability of various components of the system. The algorithm allows for continuous collection of data on performance, load, resources and other system parameters, and also provides the ability to predict possible failures and deterioration of performance. Based on the algorithm, a resource monitoring program has been implemented. The information about the processes and CPU utilization of the system obtained by the algorithms described in the article allows discrepancies with the task manager of up to 5% in CPU utilization due to different calculation algorithms and is absolutely identical in calculating RAM utilization. The use of the described algorithms is advisable in cases where there are no built-in counters or there is a need to analyze specific system parameters. As a result, an algorithm for monitoring resources was developed and implemented, which is available in most systems, but does not require additional user rights for its use

Key words: computer system monitoring, control and analysis of system components, health forecasting systems, performance counters

References

1. “Computer. Just about the syllable”, available at: https://chaynikam.net/view_articles.php?id=8 (accessed 22.06.2024).
2. “Help Computer Blog”, available at: <http://helpcomputerblog.ru/sluzhby-windows/> (accessed 22.06.2024).
3. Troelsen E. “The C# 5.0 programming language and platform.NET 4.5” (“Yazyk programirovaniya C# 5.0 i platforma .NET 4.5.”), Moscow, Williams, 2015, 486 p.
4. Skit D. “C# for professionals. The subtleties of programming” (“C# dlya professionalov. Tonkosti programirovaniya”), Moscow, Williams, 2014, 608 p.
5. “Windows System Services”, available at: <https://pcsecrets.ru/os/sistemnye-sluzhby-windows.html> (accessed 22.06.2024).

Submitted 26.07.2024; revised 13.11.2024

Information about the authors

Alexander V. Barabanov – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: bav33@mail.ru

Vladimir F. Barabanov – Dr. Sc. (Technical), Professor, acting as Department Chair, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: bvf@list.ru

Mikhail A. Belykh – Postgraduate Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: belykh.ma@yandex.ru

ТЕПЛОВЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ИК-ОБЛУЧЕНИИ ВОДЫ: ЭКСПЕРИМЕНТ И МОДЕЛЬ

Д.С. Сайко¹, Д.Г. Андреев², С.А. Титов², В.И. Корепанов³

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²Воронежский государственный университет инженерных технологий, г. Воронеж, Россия

³Институт проблем технологии микроэлектроники и особо чистых материалов РАН,
г. Черноголовка, Россия

Аннотация: проведено экспериментальное исследование поглощения водой инфракрасного излучения, получены кривые зависимости температуры от времени и глубины положения двух датчиков относительно поверхности. Датчики были размещены на поплавках с таким условием, чтобы положение верхнего датчика было 0,5 мм от поверхности. Расстояние между термомпарами было фиксировано и составляло 3 мм. Проведено моделирование тепловых процессов в образце. Для описания тепловых потоков в жидкости используется стандартная модель – уравнение теплопроводности с граничными условиями Ньютона-Рихмана. Для неоднородного уравнения теплопроводности с крайними условиями третьего типа для полубесконечной среды с неоднородностью экспоненциального вида ранее было получено точное решение, которое используется для описания процессов в приповерхностной области при относительно малой длительности эксперимента. Проведено сравнение модели с экспериментом путем процедуры оптимизации входных параметров модели. Показано, что использование модели приводит, при высокой интенсивности инфракрасного (ИК)-облучения поверхности воды, к наблюдаемой зависимости температуры от времени и координаты, если полагать коэффициент теплопроводности в несколько раз большим табличного значения. В этом случае модель показывает, что в приповерхностной области толщиной порядка микрометра при высокой интенсивности облучения образца возникает инверсный тепловой поток, направленный к поверхности. Обсуждаются результаты моделирования и границы применения модели

Ключевые слова: тепловые свойства воды, инфракрасное поглощение в жидкости, моделирование теплопереноса в жидкости, одномерное уравнение теплопроводности, неоднородное уравнение параболического типа, третья краевая задача, задача Робена, аналитическое решение, экспоненциальная неоднородность, функция ошибок

Введение

Задача удаления влаги из различных объектов промышленной переработки была и остаётся одной из важнейших задач пищевой, деревообрабатывающей, целлюлозно-бумажной, химической и ряда других отраслей индустрии. Различные способы удаления свободной и связанной воды, такие как сушка, обратноточеская дегидратация, вымораживание, выбирают исходя из вида сырья и конкретных требований к качественным показателям продукции. Так, при сушке пищевых продуктов одним из главных требований является условие минимального разрушения в ходе сушки биологически активных компонентов, таких как витамины, ферменты, антиоксиданты. Однако на практике это условие часто не выполняется. Так, при контактной или распылительной сушке температура высушивания пищевых материалов иногда достигает 75-95 °С, в то время как температура, при которой разрушается, например, витамин С, составляет около 70 °С [1]. Од-

ним из щадящих способов обезвоживания является ИК-конвективная сушка, при которой объект подвергается облучению инфракрасным излучением, испаряющим влагу, пары которой удаляются тангенциальным потоком воздуха. Для некоторых видов пищевых продуктов такая сушка остается весьма производительной при температуре продукта, близкой к комнатной значительно меньшей характерных температур при иных видах сушки [2-4]. Однако при неправильном выборе режимов сушки перегревается не только поверхность, но и часть объёма высушиваемого продукта, образуется поверхностная плёнка, препятствующая удалению влаги из продукта. Поэтому математическое моделирование ИК-конвективной сушки с расчётом теплопереноса от поверхности образца является критически важным условием правильного проектирования аппаратуры и выбора технологических режимов. В последнее время все шире применяется метод импульсного облучения высушиваемых материалов ИК-излучением, ввиду большей энергоэффективности и возможности сохранения биологически активных веществ [5, 6]. Однако для адекватного математического описания импульсной суш-

ки необходимы модели, позволяющие рассчитать зависимости температуры на различной глубине образца от времени в области малых времен от начала действия импульса.

Испарение воды из растворов является одним из важнейших элементов технологии пищевой промышленности. Известно, что теплофизические свойства воды обладают особенностями, отличающими ее от других жидкостей [7]. Поэтому исследования воды проводятся в течение очень длительного времени и далеки от завершения. Цель нашей работы состояла в том, чтобы получить сведения о тепло- и массопереносе, происходящих при нагреве поверхности воды с использованием инфракрасного облучения, для того чтобы в дальнейшем можно было полученные данные использовать при исследовании процессов, происходящих в водных растворах и растительных материалах

при соответствующем облучении. Кроме того, ставилась цель создания и тестирования адекватного математического инструментария для исследования поглощения инфракрасного облучения поверхностью жидкости и тепловых потоков в окрестности границы раздела фаз в условиях достаточно коротких времен, то есть существенно нестационарного режима.

1. Методика эксперимента и параметры

Устройство для исследования температурных режимов жидких образцов при облучении инфракрасным светом состоит из цилиндрического сосуда радиусом 5 миллиметров с исследуемой жидкостью, сообщающихся с двумя другими такими же сосудами, расположенными слева и справа от измерительного сосуда (рис. 1).

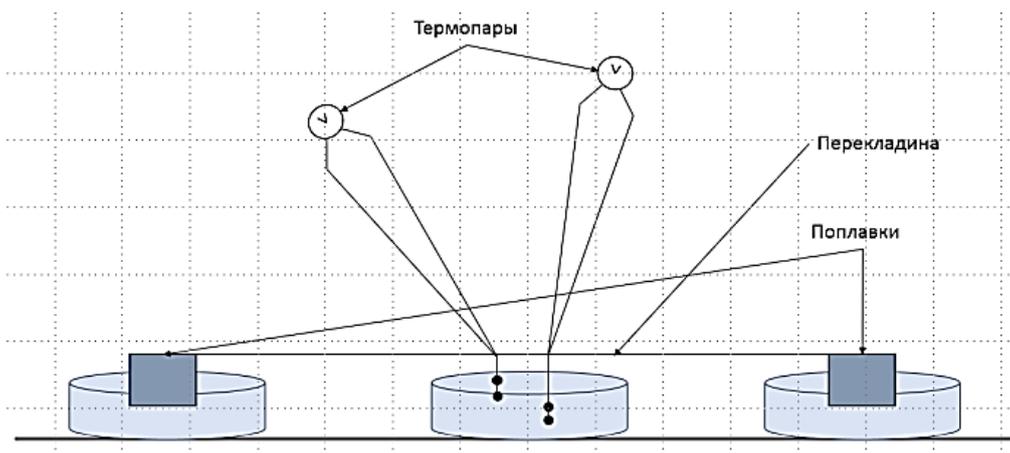


Рис. 1. Схема установки для измерения температуры в поверхностных слоях жидкости, подвергаемой ИК-облучению

В них помещены поплавки. На переключателе между поплавками помещены 2 термопары, с фиксированным расстоянием от поверхности жидкости в центральном сосуде. Расстояние между термопарами по глубине погружения в жидкость равно 3 мм. Таким образом, термопары при испарении исследуемой жидкости под действием излучения и соответственно опускании её уровня всё время остаются на фиксированном расстоянии от поверхности жидкости.

При проведении эксперимента влажность воздуха составляла 30-35 %.

Над поверхностью жидкости был установлен источник инфракрасного излучения — лампа ИКЛ1-0,5-6. Было выбрано 4 фиксированных расстояния H от лампы до поверхности воды — 135, 165, 240 и 310 миллиметров. Лампа включалась на 300 секунд и снимались показания термопар с интервалом 10 секунд.

Для определения падающего потока тепла использовались следующие оценки и соображения.

Исходя из закона Бугера-Ламберта, можно найти энергию излучения $E_{n1}(\lambda_i)$ с длиной волны λ_i , поглощенную слоем воды толщиной x_1 , т.е. разницу энергий падающего $E_0(\lambda_i)$ и прошедшего этот слой излучения:

$$E_{n1}(\lambda_i) = E_0(\lambda_i)(1 - e^{-\alpha(\lambda_i)x_1}). \quad (1)$$

Спектр излучения $E_0(\lambda)$ лампы находили в приближении спектра излучения абсолютно черного тела (температурой 850 °С, согласно техническому описанию этой лампы).

В диапазоне длин волн $\lambda_1 \div \lambda_n$ можно разбить спектр излучения ИК-лампы и поглощения воды на участки шириной $\Delta\lambda$, количество которых:

$$n = \frac{\lambda_n - \lambda_1}{\Delta\lambda}.$$

На каждом участке по спектрам поглощения и излучения определяли $E_{n1}(\lambda_i)$ и $E_0(\lambda_i)$ соответственно и находили общую энергию излучения, падающего на образец и поглощенного слоем толщиной x_1 :

$$E_{nc} = \sum_{i=1}^n E_{ni}, E_{0c} = \sum_{i=1}^n E_{0i}.$$

Эффективный показатель поглощения $\alpha_{эфф}$ излучения лампы в диапазоне $\lambda_1 \div \lambda_n$ находили на основе выражения (1):

$$|\alpha_{эфф}| = \left| \ln \left(1 - \frac{E_{nc}}{E_{0c}} \right) \right|.$$

Полученная величина $\alpha_{эфф}$ в диапазоне длин волн 1.2-7.0 μm при $n=10$ составила $6.3 \cdot 10^4 \frac{1}{\text{m}}$.

С учетом неравномерности освещенности площади, экспонируемой ИК-источником, энергию ИК-излучения, падающего на образец, находящийся в центре этой площади, определяли следующим образом.

Определили электродвижущую силу (ЭДС) термоэлектрического элемента Молля в различных точках площадки, находящейся на заданном расстоянии H от источника ИК-излучения, получив таким образом сетку значений ЭДС. С учетом симметрии на рис. 2, а показана четвертая часть сетки значений.

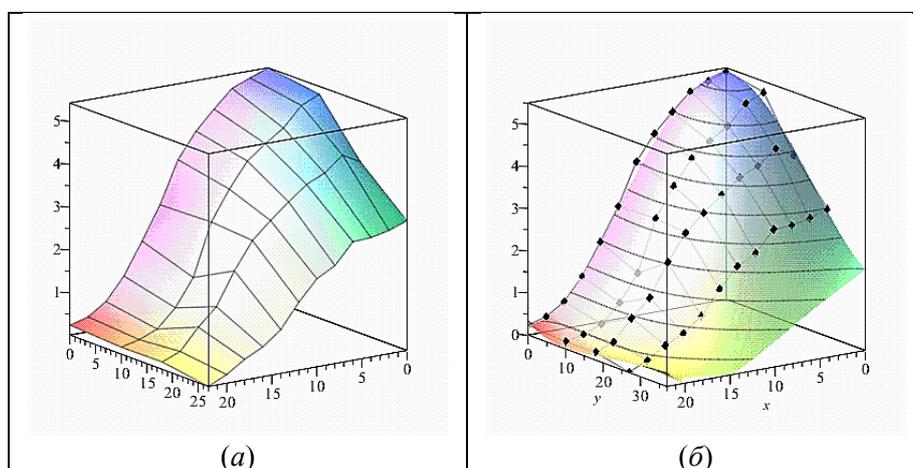


Рис. 2. ЭДС элемента Молля в различных точках площади, освещаемой ИК-источником: (а) экспериментальная, (б) рассчитанная с использованием функции (2)

Затем аппроксимировали полученную экспериментальную зависимость функцией (рис. 2, б):

$$f(x, y) = a_{04}y^4 + a_{13}xy^3 + a_{22}x^2y^2 + a_{31}x^3y + a_{40}x^4 + a_{02}y^2 + a_{11}xy + a_{20}x^2 + 5.42. \quad (2)$$

ЭДС элемента Молля пропорциональна энергетической освещенности фотоприемника элемента падающим излучением, что было подтверждено линейной зависимостью ЭДС элемента от четвертой степени температуры эталонного источника теплового излучения. Интегрируя функцию (2) в пределах, определяемых размером освещенной площади, получаем величину мощности $P_{и}$ излучения, падающего на эту площадь:

$$P_{и} = K \cdot \iint_S f(x, y) dx dy, \quad (3)$$

где K — коэффициент пропорциональности. Далее, находя коэффициент K из условия

$$K \cdot \iint_{-\infty}^{+\infty} f(x, y) dx dy = \eta P_0,$$

где P_0 — мощность ИК-лампы, η — КПД излучателя (его берём равным 0.95 [8]), и интегрируя $f(x, y)$ по площади образца, находящегося в центре площадки, получаем мощность $P_{и}$ излучения, падающего на образец, а затем и энергию излучения, приходящуюся на образец в течение определенного времени.

По результатам вычислений получены значения мощности q_0 поглощаемого поверхностью образца потока тепла и параметра A в зависимости от расстояния H между поверхностью образца и излучателем (табл. 1).

Параметры интенсивности ИК-излучения

Расстояние H от лампы до поверхности (mm)	135	165	240	310
Поглощаемая образцом мощность q_0 (Watt)	38.6	31.2	21.2	17.3
Значение параметра A ($\frac{K}{s}$)	297.14	240.18	163.20	133.18

Параметр вычислялся по формуле $A = \frac{q_0 \alpha}{S \rho c_p}$, где площадь облучаемой поверхности $S = 1.96 \cdot 10^{-3} (m^2)$, удельная теплоемкость $c_p = 4181 (\frac{J}{kg K})$, плотность воды $\rho = 1 \cdot 10^3 (\frac{kg}{m^3})$.

Согласно техническому описанию [8] ИК-лампы ИКЛ-1,0-5 95 % электроэнергии преобразуется в энергию ИК-излучения; температура нагревательного элемента 800 °С. При такой температуре длина волны излучаемого света, при которой находится максимум энергетической светимости лампы, равна 3 mm.

2. Модель

Поскольку поверхность жидкости в эксперименте была однородной, было решено ограничиться одномерным уравнением

$$\frac{\partial T(x,t)}{\partial t} = a \frac{\partial^2 T(x,t)}{\partial x^2} + f(x), \quad (4)$$

где a — коэффициент температуропроводности, $f(x)$ — тепловой поток, обусловленный поглощением ИК-излучения, положительные значения координаты x отвечают жидкости. Предполагается, что тепловой поток не меняется с течением времени и определяется мощностью излучателя и расстоянием H до поверхности жидкости.

$$f(x) = A e^{-\alpha x}. \quad (5)$$

Здесь коэффициент a есть обратная величина среднего пробега ИК фотона в жидкости. Как было показано выше,

$$\alpha = 6.3 \cdot 10^4 m^{-1}.$$

Начальное условие

$$T(x, 0) = T_c, \quad (6)$$

где T_c — температура окружающей среды (воздуха).

Будем полагать, что за время эксперимента кювета не прогревается целиком, поэтому

$$\left. \frac{\partial T}{\partial x} \right|_{x=\infty} = 0. \quad (7)$$

Запишем граничные условия, в которых задается температура окружающей среды T_c и закон теплообмена между поверхностью тела и окружающей средой в процессе охлаждения и нагревания. Для описания процесса используется закон Ньютона–Рихмана: плотность теплового потока пропорциональна разности температур поверхности тела и окружающей среды: $q = \gamma(T - T_c)$. Здесь γ — коэффициент теплоотдачи, характеризующий интенсивность теплообмена между поверхностью тела и окружающей средой, который численно равен количеству тепла, отдаваемому (воспринимаемому) единицей поверхности в единицу времени при разности температур между поверхностью и средой в один градус.

По закону сохранения энергии сумма количеств тепла, отводимого с единицы поверхности вследствие теплоотдачи в газовую среду и уносимого испаряющимися молекулами, должна равняться теплу, подводимому к единице поверхности вследствие теплопроводности из внутренних объемов тела. Тогда поток тепла из объема жидкости на поверхность $(-\lambda \frac{\partial T}{\partial x})$ равен потоку тепла, отводимому за счет конвекции воздуха и тепла, затрачиваемого на испарение

$$q_0(T) = \beta \Delta P r^*. \quad (8)$$

Здесь β — коэффициент массоотдачи,

ΔP — разность парциальных давлений пара над поверхностью частицы и в газе,

r^* — удельная теплота испарения. На границе ($x = 0$) условие баланса потоков тепла примет вид:

$$-\lambda \frac{\partial T}{\partial x} = \gamma(T - T_c) + q_0(T). \quad (9)$$

В условиях эксперимента влажность воздуха мала, поэтому можно полагать, что образующийся пар уносится потоком воздуха, то есть в (5) можно принять $\Delta P \approx P$. Табличная зависимость давления пара над образцом от T приведена на рис. 3.

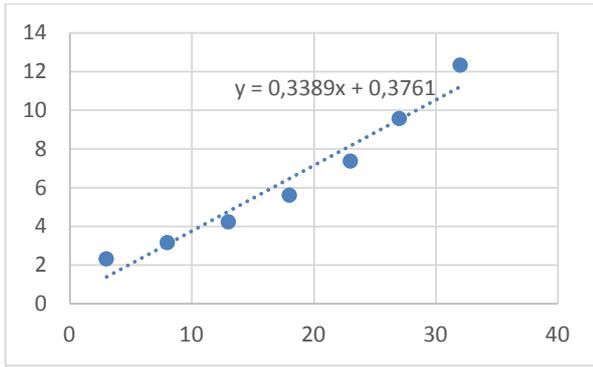


Рис. 3. Зависимость давления пара y (kPa) от температуры $x = T - 18$ (°C)

С учетом данных рис. 1 уравнение (6) можно записать в виде условия третьей краевой задачи

$$\left. \left(\frac{\partial T}{\partial x} + k(T - T_0) \right) \right|_{x=0} = 0, \quad (10)$$

где в коэффициент теплоотдачи k включена часть, отвечающая за испарение, а начальная температура «перенормирована» и не совпадает с температурой окружающей среды.

С учетом «перенормировки» начальное условие примет вид

$$T(x, 0) = T_1, \quad (11)$$

где T_1 — «перенормированная» температура окружающей среды (воздуха).

Решение задачи (4), (5), (7), (10), (11) можно формально выписать в виде суммы

$$T = w + C_1 v + C_2, \quad (12)$$

где C_1, C_2 — некоторые постоянные,

$v(x, t) = \operatorname{erf}\left(\frac{x}{\sqrt{4at}}\right) + e^{k(x+kat)} \operatorname{erfc}\left(\frac{x+2kat}{\sqrt{4at}}\right)$ — стандартное решение однородной краевой задачи

$v_t = av_{xx}, v(x, 0) = 1, (v_x - kv)|_{x=0} = 0$, а решение неоднородной краевой задачи с нулевыми начальными и граничными условиями 3 рода, полученное ранее авторами, имеет вид:

$$w = \frac{A}{a\alpha^2} \left(\begin{array}{l} \frac{k+\alpha}{k} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{4at}}\right) + \\ \frac{e^{\alpha^2 at}}{2} \left(\frac{e^{-\alpha x} \operatorname{erfc}\left(\frac{2at\alpha-x}{\sqrt{4at}}\right) +}{\alpha+k} e^{\alpha x} \operatorname{erfc}\left(\frac{2at\alpha+x}{\sqrt{4at}}\right) \right) \\ - \frac{\alpha^2 e^{k^2 at + kx} \operatorname{erfc}\left(\frac{2kat+x}{\sqrt{4at}}\right)}{k(\alpha-k)} - e^{-\alpha x} \end{array} \right). \quad (13)$$

Сразу выпишем асимптотическое поведение решения на границе сред при больших временах

$$w(0, t) \cong \frac{A}{a k \alpha} \cdot \left(1 - \frac{k^{-1} + \alpha^{-1}}{\sqrt{\pi at}} \cdot \left(1 - \frac{k^{-2} + \alpha^{-2}}{2at} \right) \right). \quad (14)$$

Из разложения очевидно, что приближение справедливо при условии $\frac{k^{-1} + \alpha^{-1}}{\sqrt{\pi at}} \ll 1$.

С учетом сделанных преобразований, такие параметры как теплопроводность, коэффициент теплопередачи, а также параметр α — характеристика интенсивности ИК поглощения должны отличаться от справочных значений. Для воды известны следующие значения параметров в рассматриваемом интервале температур:

$$a = \frac{\lambda}{c\rho}, 0.14 < a < 0.17 \left(10^{-6} \frac{m^2}{s} \right), 0.6 < \lambda < 0.68 \left(\frac{W}{mK} \right).$$

Данные значения являются характеристиками материала при квазистационарном режиме. Причем, судя по оценкам, которые будут в дальнейшем, в нашем случае режим существенно отличается от квазистационарного. В таком режиме приведенные значения параметров не являются окончательными и в действительности необходимо также учитывать другие механизмы передачи тепла. Однако мы можем рассматривать данный процесс как квазистационарный процесс передачи тепла, отвлекаясь от процессов массопереноса. При этом получаемые коэффициенты будут существенно отличны от коэффициентов, связанных с массопереносом. То есть, учитывающих одновременно и теплопередачу и массопередачу.

3. Сравнение с экспериментом

В общей сложности решение (12) содержит 7 параметров. По полученным экспериментальным данным были минимизированы невязки методом блужданий по 7-мерному пространству, поскольку стандартные программы минимизации, как обычно в такого типа задачах, непригодны. Заметим, что такая процедура реалистична, если известно аналитическое решение; в противном случае вычислительная сложность процедуры возрастает многократно. В качестве начальных значений были выбраны ранее обсуждавшиеся справочные значения параметров.

На рис. 4 показаны результаты экспериментов по изменению температуры воды под воздействием ИК-излучения.

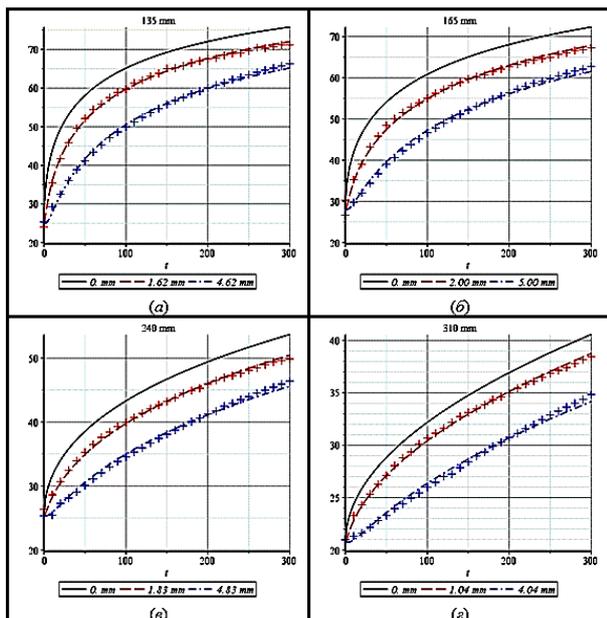


Рис. 4. Результаты экспериментов (+) и их обработка (линии). По вертикальной оси отложена температура ($^{\circ}\text{C}$), по горизонтальной оси — время (sec). В титуле каждого рисунка указаны расстояния H от лампы до поверхности: (а) 135 mm, (б) 165 mm, (в) 240 mm, (г) 310 mm

В подписях к рисункам указаны позиции термодпар относительно поверхности. Положение верхней термодпары определяется путем оптимизации параметра x_0 , положение нижней термодпары было зафиксировано относительно верхней, соответственно разница в расстоянии составляет 3 мм. Данные экспериментов на рис. 4 обозначены: в случае верхней термодпары — кружками, в

случае нижней термодпары — крестиками. Соответствующие им кривые, полученные путем подбора параметров аналитического решения (12), показаны линиями: для верхней термодпары — сплошные, для нижней — прерывистые. На рис. 4, а показана также расчетная температура поверхности жидкости.

Значения невязок не приводим, поскольку по рисункам очевиден высокий уровень согласия экспериментальных значений и теоретической кривой для заданного интервала времен. Для всех рисунков характерно наличие заметных расхождений в области больших времен облучения. Отметим, что, если не учитывать решение однородного уравнения, то есть рассматривать только частное решение (13), полученные кривые и оптимальные значения параметров изменятся в пределах 10 %. Решение относительно хорошо описывает изменение температуры при малых значениях времен эксперимента.

В области больших времен имеет смысл воспользоваться асимптотическим разложением решения (12) при больших временах, часть из которого приведена в формуле (14). Пользуясь соответствующими выражениями, была сделана оценка по производным окрестностям максимального значения времени t равного 300 секундам. В результате этой оценки были получены значения параметров, отвечающие асимптотической зависимости температуры от времени при достаточно больших временах. Характер этой зависимости приведен на рис. 5.

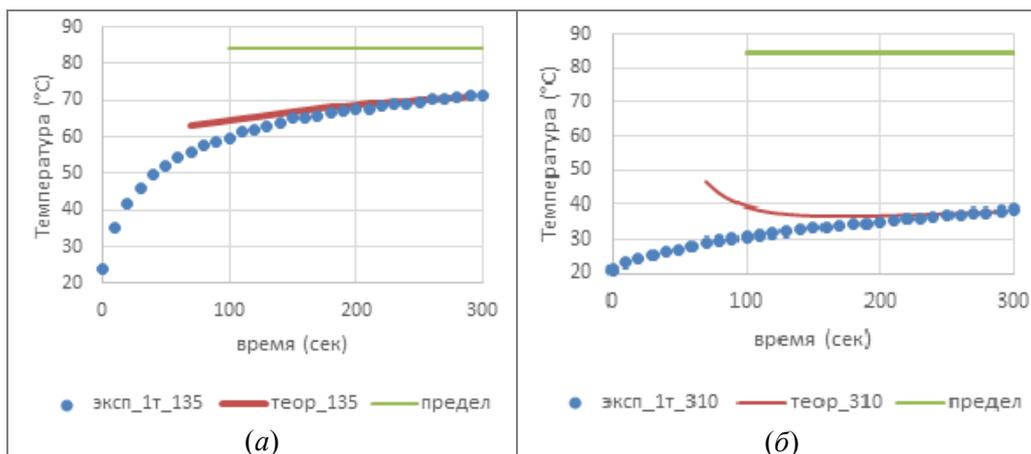


Рис. 5. Результаты обработки данных по верхней термодпаре при больших временах. В легенде каждого рисунка указаны расстояния H от лампы до поверхности: (а) 135 mm, (б) 310 mm

На рис. 5, а и б показаны экспериментальные данные для верхней термодпары, обозначенные кружками. Теоретическая зависимость, отвечающая асимптотам (14), и предельные значения T_{max} , вычисленные по этой зависимо-

сти при бесконечном времени, показаны линиями. Получающиеся таким образом оценки параметров отличаются от результатов полной оптимизации, по которым был построен рис. 4.

Таблица 2

Значения параметров решения (9), полученные при обработке данных экспериментов

Параметр	Исходные\ табличные значения	Расстояние H (mm)			
		135	165	240	310
$a \left(10^{-7} \frac{m^2}{s} \right)$	1.4÷1.7	7.370	6.798	5.441	3.195
$\alpha \left(10^5 m^{-1} \right)$	0.63	0.9879	1.331	1.546	2.738
x_0 (mm)	1	1.616	2.004	1.825	1.042
$A \left(\frac{K}{s} \right)$	297÷133	587.1	636.4	238.6	157.1
$k \left(m^{-1} \right)$	20÷100	105.4	72.58	22.19	0.05
C_1 (°C)	12	2.662	20.79	16.37	14.24
C_2 (°C)	12	22.30	7.241	9.024	6.508
T_{max} (°C) асимптотические оценки	$\frac{A}{a k \alpha} + C_2$,	98.8	104.	137.	35900
	из (14)	83.7	83.1	61.0	51.1

Сводная таблица значений параметров (табл. 2) построена следующим образом. В первом столбце указан оцениваемый параметр с указанием размерности в единицах СИ. Во втором столбце приведены либо справочные значения этого параметра, либо вычисленные с использованием справочных значений. В случае T_{max} , указан способ вычисления этого параметра через уже известные. Далее следуют колонки, отвечающие разным значениям H . Эти расстояния равны, соответственно, 135, 165, 240, 310 миллиметрам. В последней строке указаны два значения T_{max} . Первое значение отвечает полученному непосредственно предельному значению с учетом тех параметров, которые были оптимизированы (отвечает рис. 4). Вторая оценка получена из асимптотических выражений, то есть с использованием производной по времени при максимальных временах эксперимента, то есть при $t \sim 300$ секунд (отвечает рис. 5). Следует также учесть, что при получении второй оценки температурная кривая для верхней термопары считается отвечающий координате равной нулю, то есть температуры на поверхности образца, тогда как действительное положение первой термопары отлично от 0. Предполагается, что это слабо влияет на результаты асимптотических выражений и полученные оценки. Для очень грубой оценки точности сделанного приближения можно положить, что она есть $\frac{\Delta T}{T} \sim k \cdot x_0$, что в случае $H = 135$ мм приводит к значительным погрешностям порядка 16 % (то есть в табл. 2 для $H = 135$ мм оценки, с учетом поправок, практически совпадают), в то время как при больших расстояниях H погрешность стремится к нулю и для приведенного на рис. 5, б расстояния 310 мм погрешность получается практически нулевая.

Однако из табл. 2 следует, что асимптотические оценки в этом случае кардинально различны.

4. Обсуждение результатов

Из рис. 4 следует хорошее согласие данных эксперимента с теоретическими кривыми в заданной области значений времён при условии подгонки параметров по методу наименьших квадратов.

Отметим некоторые очевидные следствия из табл. 2 для изменения параметров при увеличении расстояния H . Для параметра k и коэффициента температуропроводности a , а также для интенсивности падающего потока A (исключая значение $H = 165$ мм) очевидно монотонное убывание в зависимости от расстояния H . Значения параметров A и k относительно неплохо укладываются в расчетные и табличные значения, тогда как параметр a превосходит известные данные в 4 раза. Для параметра α также очевидно монотонное возрастание, причем значения превосходят сделанные ранее на основе экспериментальных данных для стационарных систем оценки от полутора до 4 раз.

Следует также отметить асимптотические оценки для параметра T_{max} , следующие из (14). Для них также характерно убывание максимально возможной температуры, что отвечает здравому смыслу. Соответствие асимптотических и непосредственно вычисленных значений T_{max} является очевидным признаком адекватности решения при описании тепловых процессов, происходящих в объеме жидкости. Поэтому для значений $H \geq 165$ мм существует значительное отличие между предполагаемой моделью и реальными тепловыми процессами, происходящими в объеме жидкости. Однако,

результаты, приведенные в табл. 2, свидетельствуют, что при $H = 135$ мм полученное решение будет достаточно близким к данным эксперимента при любых временах исследования, что позволяет предположить возможность применения довольно грубой стандартной модели (4), (5), (7), (10), (11) для формального описания тепловых процессов в жидкости.

На основе полученного решения были вычислены тепловые потоки на поверхности жидкости (9) за время, превышающее время наблюдения. Для простоты было принято, что температура в потоке, отвечающем конвективному теплообмену с газовой средой, отсчитывается от начальной температуры $T_c = T(0) = T_0$ эксперимента. В результате слагаемое $q_0(t)$ оказывается неравным нулю, и оно приведено на рисунке. Интересно отметить, что $q_0(t)$ имеет отрицательное значение, то есть баланс тепловых потоков, связанных с конденсацией, испарением и конвективным теплообменом на поверхности, сложнее, чем представляется формулой (8).

Показанные на рис. 6 зависимости вполне отвечают условиям эксперимента, поскольку источником тепла является поглощение в приповерхностной зоне тепла инфракрасного излучения, поэтому вначале тепловой поток вовне жидкости возрастает, затем выходит на плато, устанавливается равновесие. Отметим, что характерные времена установления равновесия, выходят за временные рамки эксперимента.

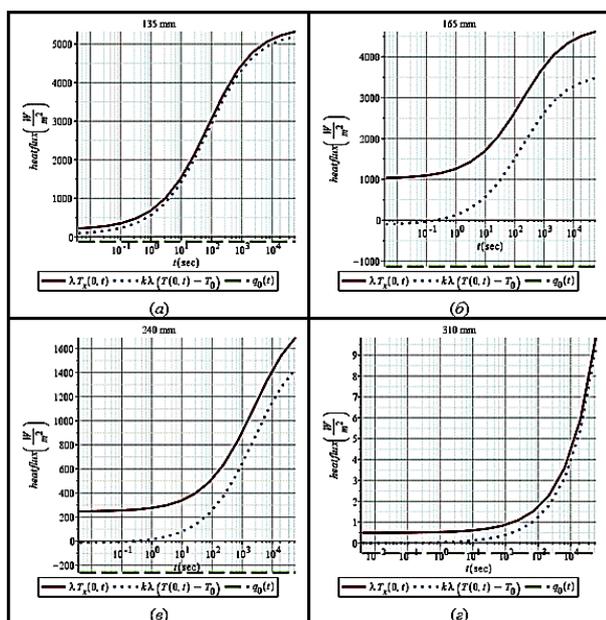


Рис. 6. Вычисленные тепловые потоки на поверхности жидкости как функции времени наблюдения. Время показано в логарифмическом масштабе. Расстояния H указаны в титулах рисунков

Для оценки применимости модели приведем следующее соображение.

Как известно [9], уравнение (4) в полной записи имеет вид

$$c_p \rho \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial x} \left(D Q^* \rho \frac{\partial \rho_{10}}{\partial x} \right) - (c_{p1} - c_{p2}) j_1 \frac{\partial T}{\partial x} + c_p \rho A e^{-\alpha x}. \quad (15)$$

Первый член правой части характеризует перенос тепла теплопроводностью, второй член — перенос тепла за счет диффузионной теплопроводности (эффект Дюфо), третий член отображает перенос энтальпии за счет диффузии.

На рис. 7 показана вычисленная зависимость градиента температуры от координаты для двух моментов времени. Этого достаточно для того, чтобы увидеть, что возникающие температурные градиенты в приповерхностной области очень велики. Следовательно, в уравнении (15) нельзя пренебречь, по крайней мере, переносом энтальпии за счет диффузии. Соответственно, эта часть не была явно учтена в модели и дала существенный вклад через изменение коэффициента температуропроводности в уравнении (4).

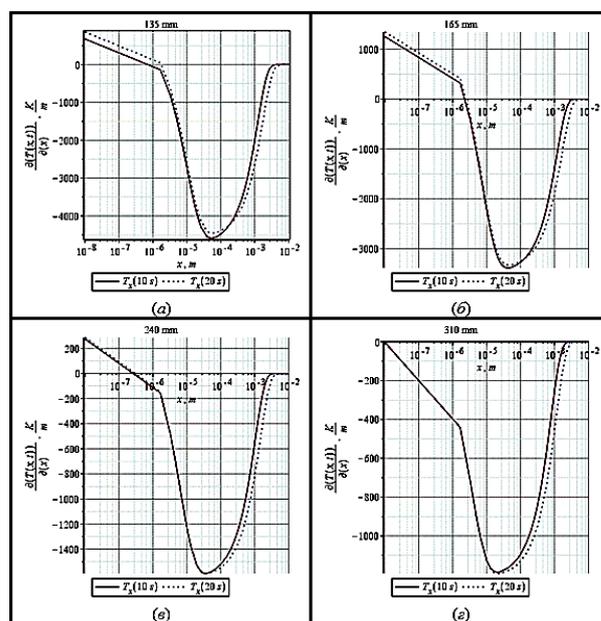


Рис. 7. Градиенты температуры вычисленные как функции расстояния в моменты времени $t = 10 \text{ sec}$, $t = 20 \text{ sec}$. Расстояние от поверхности вглубь жидкости указано в метрах и показано в логарифмическом масштабе. Расстояния H указаны в титулах рисунков

Заключение

Известно, что теплофизические свойства воды обладают особенностями, отличающими

ее от других жидкостей [7]. Поэтому исследования воды проводятся в течение очень длительного времени и далеки от завершения. Цель нашей работы состояла в том, чтобы получить сведения о механизмах тепло- и массопереноса, происходящих при нагреве поверхности воды с использованием инфракрасного облучения, для того чтобы в дальнейшем можно было полученные данные использовать при исследовании процессов, происходящих в водных растворах и растительных материалах при соответствующем облучении. Связанная с этой, ставилась цель создания и тестирования адекватного математического инструментария для исследования поглощения инфракрасного облучения поверхностью жидкости и тепловых потоков в окрестности границы раздела фаз в условиях достаточно коротких времен, то есть существенно нестационарного режима.

Путем сравнения с экспериментом показано, что стандартная модель теплопереноса на границе сред в виде неоднородного уравнения теплопроводности с граничными условиями Ньютона-Рихмана (краевая задача Робена) работает в области более высокой интенсивности облучения, если полагать, что свойства воды в приповерхностном слое существенно отличаются от свойств воды в квазистационарном состоянии.

Авторы полагают, что причина этого в достаточно сложных механизмах массопереноса, возникающих в указанной области. В этой области существенную роль могут играть механизмы самодиффузии, связанные с тем, что в микроскопической по размерам области вследствие поглощения фотонов возникают молекулы, существенно различающиеся по своей кинетической энергии. Все эти соображения, как нам

кажется, должны приниматься во внимание при рассмотрении процессов, связанных, в частности, с сушкой насыщенных влагой субстанций.

Литература

1. Влияние технологических факторов на сохранность витаминов в кондитерских изделиях / Н.Б. Кондратьев, О.С. Руденко, Э.Н. Крылова, М.В. Осипов, И.М. Святославова // Вестник Уральского государственного университета. 2018. Т. 6. № 3. С. 49-56.
2. Выбор рациональных параметров сушки флаксов с различными обогатителями / Е.И. Пономарева, С.А. Титов, М.Г. Магомедов, А.А. Лукин, Ю.П. Губарева // Пищевая промышленность. 2023. № 7. С.10-13.
3. Combined infrared-convective drying of banana: Energy and quality considerations / J.V. de Souza, H. Perazzini, R. Lima-Corrêa, L. Borel // Thermal Science and Engineering Progress. 2024. Vol. 48, 102393.
4. Evaluation of infrared drying for okra: Mathematical modelling, moisture diffusivity, energy activity and quality attributes / S.H. El-Mesery, M. Qenawy, H. Zicheng; W.G. Alshaer // Case Studies in Thermal Engineering. 2023. Vol. 50, 103451.
5. Experimental studies and mathematical simulation of intermittent infrared and convective drying of sweet potato (*Ipomoea batatas* L.) / D.I. Onwude, N. Hashim, K. Abdan, R. Janius, G. Chen // Food and Bioproducts Processing. 2019. Vol. 114. pp. 163-174.
6. Investigation of intermittent microwave convective drying (IMCD) of food materials by a coupled 3D electromagnetics and multiphase model / С. Kumar, M.U.H. Joardder, T.W. Farrell, M.A. Karim // Drying Technology. 2017. Vol. 36. № 6. pp. 736-750.
7. Кнаке О., Странский И.Н. Механизм испарения // Успехи физических наук. 1956. Т. LXVIII. Вып. 2. С. 261-305.
8. Данные производителя. URL: <https://вакуумные-компоненты.рф/produksiya/infrak-rasnye-karbonovye-lampy/infrakrasnaya-karbonovaya-lampa-ikl-1-0-5-15-s-provodom/> (дата обращения 12.11.2024)
9. Лыков А.В. Теория теплопроводности. М.: Высшая школа, 1967. 600 с.

Поступила 09.10.2024; принята к публикации 19.11.2024

Информация об авторах

Сайко Дмитрий Сергеевич – д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры высшей математики и физико-математического моделирования, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: dmsajko@mail.ru

Андреев Данила Геннадьевич – аспирант кафедры физики теплотехники и теплоэнергетики, Воронежский государственный университет инженерных технологий (394036, Россия, г. Воронеж, пр. Революции, д. 19), e-mail: as_scalemodel@mail.ru

Титов Сергей Александрович – д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры физики теплотехники и теплоэнергетики, Воронежский государственный университет инженерных технологий (394036, Россия, г. Воронеж, пр. Революции, д. 19), e-mail: 125_titov@mail.ru

Корепанов Виталий Игоревич – д-р физ.-мат. наук, ведущий научный сотрудник, Институт проблем технологии микроэлектроники и особочистых материалов РАН (142432, Россия, Московская область, Ногинский район, г. Черноголовка, ул. Институтская, д. 6), e-mail: korepanov@iptm.ru

THERMAL PROCESSES DURING IR IRRADIATION OF WATER: EXPERIMENT AND MODEL

D.S. Saiko¹, D.G. Andreev², S.A. Titov², V.I. Korepanov³¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia²Voronezh State University of Engineering Technologies, Voronezh, Russia³Institute of Microelectronics Technology and High-Purity Materials RAS, Chernogolovka, Russia

Abstract: the paper presents an experimental study of infrared absorption by the water, and temperature versus time and immersion depth curves of the two thermal sensors were obtained. The sensors were placed on floats so that the upper sensor was 0.5 mm from the surface. The distance between the thermocouples was fixed at 3 mm. Modeling of thermal processes in the sample was carried out. To describe heat flows in the liquid, a standard model is used - the heat conduction equation with Newton-Richman boundary conditions. For an inhomogeneous heat conduction equation with boundary conditions of the third type for a semi-infinite medium with exponential inhomogeneity, the authors previously obtained an exact solution, which is used to describe processes in the near-surface region with a relatively short duration of the experiment. The model is compared with the experiment by means of the optimization procedure of the input parameters of the model. It is shown that the use of the model leads, at high intensity of IR irradiation of the water surface, to the observed dependence of temperature on time and coordinate, if we assume the thermal conductivity coefficient to be several times greater than the tabulated value. In this case, the model shows that in the near-surface region with a thickness of the order of a micrometer at high intensity of irradiation of the sample, an inverse heat flow directed to the surface occurs. The results of modeling and the limits of application of the model are discussed

Key words: thermal properties of water, infrared absorption in liquid, modeling of heat transfer in liquid, one-dimensional heat equation, inhomogeneous parabolic equation, third boundary value problem, Robin problem, analytical solution, exponential inhomogeneity, error function

References

1. Kondratiev N.B., Rudenko O.S., Krylova E.N., Osipov M.V., Svyatoslavova I.M. "Influence of technological factors on the preservation of vitamins in confectionery", *The Bulletin of the Ural State University (Vestnik Ural'skogo gosudarstvennogo universiteta)*, 2018, vol. 6, no. 3, pp. 49-56.
2. Ponomareva E.I., Titov S.A., Magomedov M.G., Lukin A.A., Gubareva Yu.P. "Selection of rational parameters for drying flakes with various enrichers", *Food Industry (Pishchevaya promyshlennost')*, 2023, no. 7, pp.10-13.
3. Souza de J.V., Perazzini H., Lima-Corrêa R., Borel L. "Combined infrared-convective drying of banana: Energy and quality considerations", *Thermal Science and Engineering Progress*, 2024, vol. 48, 102393.
4. El-Mesery S.H., Qenawy M., Zicheng H., Alshaer W.G. "Evaluation of infrared drying for okra: Mathematical modelling, moisture diffusivity, energy activity and quality attributes", *Case Studies in Thermal Engineering*, 2023, vol. 50, 103451 (<https://doi.org/10.1016/j.csite.2023.103451>).
5. Onwude D.I., Hashim N., Abdan K., Janius R., Chen G., Onwude D.I. "Experimental studies and mathematical simulation of intermittent infrared and convectivedrying of sweet potato (*Ipomoea batatas* L.)", *Food and Bioproducts Processing*, 2019, vol. 114, pp. 163-174.
6. Kumar C., Joardder M.U.H., Farrell T.W., Karim M.A. "Investigation of intermittent microwave convective drying (IMCD) of food materials by a coupled 3D electromagnetics and multiphase model", *Drying Technology*, 2017, vol. 36, no. 6, pp. 736-750.
7. Knake O., Stransky I.N. "Evaporation mechanism", *Advances in Physical Sciences (Uspekhi fizicheskikh nauk)*, 1956, vol. LXVIII, iss. 2, pp. 261-305.
8. "Infrared carbon lamp with wires IKL-1.0-5 (Ø15)" "Infrakrasnaya karbonovaya lampa s provodami IKL-1,0-5 (Ø15)", manufacturer's data, available at: <https://checko.ru/company/vakuumnye-komponenty-1036210001992> (date of access: 12.11.2024).
9. Lykov A.V. "Theory of thermal conductivity" ("Teoriya teploprovodnosti"), Moscow, Vysshaya Shkola, 1967, 600 p.

Submitted 09.10.2024; revised 19.11.2024

Information about the authors

Dmitry S. Saiko – Dr. Sc. (Physical and Mathematical), Professor, Department of Higher Mathematics and Physical and Mathematical Modeling, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: dmsajko@mail.ru

Danila G. Andreev – Postgraduate Student, Department of Physics of Heat Engineering and Thermal Power Engineering, Voronezh State University of Engineering Technologies (19 Revolyutsii prosp., Voronezh 394036, Russia) e-mail: as_scalemodel@mail.ru

Sergey A. Titov – Dr. Sc. (Physical and Mathematical), Professor, Department of Physics of Heat Engineering and Thermal Power Engineering, Voronezh State University of Engineering Technologies (19 Revolyutsii prosp., Voronezh 394036, Russia) e-mail: 125_titov@mail.ru

Vitaly I. Korepanov – Dr. Sc. (Physical and Mathematical), Senior Researcher, Institute of Microelectronics Technology and High-Purity Materials RAS (6 Institut'skaya str., Chernogolovka 142432, Noginsky District, Moscow Oblast, Russia) e-mail: korepanov@iptm.ru

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЗАДАЧИ О ТЕЧЕНИИ НЕНЬЮТОНОВСКОЙ НЕСЖИМАЕМОЙ ЖИДКОСТИ В ЗАЗОРЕ МЕЖДУ ДВУМЯ ВРАЩАЮЩИМИСЯ ЦИЛИНДРАМИ

В.С. Купцов, А.А. Катрахова

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: представлена математическая модель, при помощи которой решается задача вращения двух цилиндров в неньютоновском потоке несжимаемой жидкости. Для решения представленной задачи использовались цилиндрическая система координат для уравнений в частных производных (в напряжениях) и уравнение неразрывности данного течения. При этом учитывалась конвективная часть уравнений, описывающих течения жидкости. Рассматривалась модель неньютоновской жидкости с нелинейными компонентами напряжений. Течение жидкости установившееся. С учетом нелинейности поля напряжений данного течения жидкости вычислены компоненты скоростей деформации и напряжений, а также вычислен момент всех сил относительно оси симметрии по какой-либо окружности произвольного радиуса. Рассмотрен вариант решения задачи, совпадающий с классическим, но для неньютоновского стационарного потока несжимаемой жидкости. Получены аналитические формулы для вычисления гидродинамических параметров потока течения неньютоновской жидкости. Формулы применяются для конкретных неньютоновских жидкостей аналитически или численно в зависимости от вида жидкости и условий технической задачи. Частный случай данного результата совпадает с формулами для задачи в аналогичной постановке для ньютоновского стационарного потока вязкой несжимаемой жидкости

Ключевые слова: неньютоновская несжимаемая жидкость, система уравнений, частные производные, цилиндры, цилиндрические координаты, стационарный поток, математическая модель

Введение

В данной работе рассматривается установившееся течение неньютоновской жидкости между двумя вращающимися с разными угловыми скоростями цилиндрами разных размеров. Неньютоновской жидкостью в данной задаче могут быть синтетические материалы (нефть, пластмассы, полимеры). В этом случае в течение жидкости при обтекании тел проявляется их аномальное поведение. Математическая модель подобных течений мало изучена и представляет теоретический интерес, а также имеет большое практическое значение. В работе были найдены гидродинамические параметры задачи течения дилатантной жидкости и псевдопластиков в зазоре между двумя вращающимися цилиндрами разных размеров.

Математическая модель задачи течения установившегося неньютоновского потока жидкости между двумя цилиндрами

В данной статье рассматривается вращение двух цилиндров радиусов a (внешний) и b (внутренний) со скоростями ω_2 и ω_1 и установившемся потоке неньютоновской несжимаемой жидкости между ними. Тогда в цилиндрических координатах параметры данного течения удовлетворяют системе уравнений в частных производных (для напряжений и скоростей деформаций) [1], [2]:

$$\begin{aligned} & v_r \frac{\partial v_r}{\partial r} + \frac{v_\varphi}{r} \frac{\partial v_r}{\partial \varphi} + v_z \frac{\partial v_r}{\partial z} - \frac{v_\varphi^2}{r} = \\ & \frac{1}{\rho} \left(\frac{\partial p_{rr}}{\partial r} + \frac{1}{r} \frac{\partial p_{r\varphi}}{\partial \varphi} + \frac{\partial p_{rz}}{\partial z} + \frac{p_{rr} - p_{\varphi\varphi}}{r} \right); \\ & v_r \frac{\partial v_\varphi}{\partial r} + \frac{v_\varphi}{r} \frac{\partial v_\varphi}{\partial \varphi} + v_z \frac{\partial v_\varphi}{\partial z} + \frac{v_r v_\varphi}{r} = \\ & \frac{1}{\rho} \left(\frac{\partial p_{r\varphi}}{\partial r} + \frac{1}{r} \frac{\partial p_{\varphi\varphi}}{\partial \varphi} + \frac{\partial p_{z\varphi}}{\partial z} + \frac{2\partial p_{r\varphi}}{r} \right); \\ & v_r \frac{\partial v_z}{\partial r} + \frac{v_\varphi}{r} \frac{\partial v_z}{\partial \varphi} + v_z \frac{\partial v_z}{\partial z} = \\ & \frac{1}{\rho} \left(\frac{\partial p_{rz}}{\partial r} + \frac{1}{r} \frac{\partial p_{z\varphi}}{\partial \varphi} + \frac{\partial p_{zz}}{\partial z} + \frac{p_{rz}}{r} \right); \\ & \frac{\partial v_r}{\partial r} + \frac{1}{r} \frac{\partial v_\varphi}{\partial \varphi} + \frac{\partial v_z}{\partial z} + \frac{v_r}{r} = 0, \end{aligned} \quad (1)$$

где r, φ, z — цилиндрические координаты ($x = r \cos \varphi, y = r \sin \varphi, z = z$); $p_{rr}, p_{\varphi\varphi}, p_{zz}, p_{r\varphi}, p_{z\varphi}, p_{zr}$ — компоненты напряжений. v_r, v_z, v_φ — компоненты вектора скорости, ρ — плотность жидкости ($\rho = const$).

Условия прилипания жидкости на эти цилиндры в этом случае имеют вид:

$$\text{при } r = a \quad v_\varphi = \omega_2 a,$$

$$\text{при } r = b \quad v_\varphi = \omega_1 b. \quad (2)$$

С учетом постановки данной задачи будем предполагать, что траектории жидких частиц окружности с центрами на оси Oz, то есть

$$v_r \equiv 0, \quad v_z \equiv 0, \quad \frac{\partial v_z}{\partial \varphi} = \frac{\partial v_\varphi}{\partial z} = 0.$$

Скорость обтекания и давление жидкости в нашей задаче при условиях (2) вычислены и имеют вид:

$$\begin{aligned} v_\varphi &= \frac{1}{a^2 - b^2} [(\omega_2 a^2 - \omega_1 b^2)r + \frac{(\omega_1 - \omega_2)a^2 b^2}{r}]; \\ p &= \frac{\rho}{(a^2 - b^2)^2} \left[\frac{r^2}{2} (\omega_2 a^2 - \omega_1 b^2)^2 + \right. \\ & 2a^2 b^2 (\omega_2 a^2 - \omega_1 b^2) (\omega_1 - \omega_2) \ln r - \\ & \left. \frac{(\omega_1 - \omega_2)^2 a^4 b^4}{2r^2} \right] + C \end{aligned} \quad (3)$$

для вязкой несжимаемой жидкости внутри.

Это очевидно, если в последнее уравнение системы (1) подставить величину скорости v_φ . Скорости деформаций в данном случае будут:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{rr} &= \frac{\partial v_r}{\partial r}; \quad \varepsilon_{rz} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial v_z}{\partial r} + \frac{\partial v_r}{\partial z} \right); \\ \varepsilon_{r\varphi} &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial v_r}{\partial \varphi} - \frac{v_\varphi}{r} + \frac{\partial v_\varphi}{\partial r} \right); \quad \varepsilon_{zz} = \frac{\partial v_z}{\partial z}; \\ \varepsilon_{\varphi\varphi} &= \frac{1}{r} \frac{\partial v_\varphi}{\partial \varphi} + \frac{v_r}{r}; \quad \varepsilon_{z\varphi} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial v_\varphi}{\partial z} + \frac{1}{r} \frac{\partial v_z}{\partial \varphi} \right); \\ \varepsilon_{rr} &= \varepsilon_{rz} = \varepsilon_{\varphi\varphi} = \varepsilon_{zz} = \varepsilon_{z\varphi} = 0; \\ \varepsilon_{r\varphi} &= \frac{1}{2} \left(-\frac{v_\varphi}{r} + \frac{\partial v_\varphi}{\partial r} \right). \end{aligned} \quad (4)$$

Второй инвариант скоростей деформации для нашей задачи имеет вид:

$$J_2 = 2 [(\varepsilon_{rr})^2 + (\varepsilon_{\varphi\varphi})^2 + (\varepsilon_{zz})^2] + (\varepsilon_{rz})^2 + (\varepsilon_{r\varphi})^2 + (\varepsilon_{\varphi z})^2.$$

В силу полученного решения, во втором инварианте остается только одно слагаемое $(\varepsilon_{r\varphi})^2$, а остальные равны нулю, т.е.

$$\begin{aligned} J_2 &= (\varepsilon_{r\varphi})^2 = \left(-\frac{v_\varphi}{r} + \frac{\partial v_\varphi}{\partial r} \right)^2 = \left(-\frac{v_\varphi}{r} + \right. \\ & \left. \frac{\partial v_\varphi}{\partial r} \right)^2 = \left[\frac{1}{a^2 - b^2} (-\omega_2 a^2 + \omega_1 b^2) + \right. \\ & \left. \frac{(\omega_2 - \omega_1)a^2 b^2}{r^2} + (\omega_2 a^2 - \omega_1 b^2) + \right. \\ & \left. \frac{(\omega_2 - \omega_1)a^2 b^2}{r^2} \right]^2 \end{aligned} \quad (5)$$

В данной работе рассматривались дилатантная жидкость и псевдопластики, которые имеют характерную особенность: они не обнаруживают предела текучести, кривая течения у них такова, что отношение напряжения сдвига к скорости сдвига постепенно понижается с ростом скорости сдвига, и кривая течений будет линейной при больших скоростях деформаций сдвига. Дилатантная жидкость отличается от псевдопластиков тем, что кривая течения у них такова, что отношение напряжения сдвига к скорости сдвига постепенно повышается с ростом скорости сдвига.

Пусть $T(r, \theta) = k I_2^{(n-1)/2}$, где k — начальная вязкость. J_2 — второй инвариант, и для псевдопластиков $n < 1$, а для дилатантных жидкостей $n > 1$, для вязкой жидкости $n = 1$.

Для неньютоновской жидкости имеем:

$$\begin{aligned} p_{rr} &= p_{\varphi\varphi} = p_{zz} = -p; \quad p_{rz} = p_{z\varphi} = 0; \\ p_{r\varphi} &= T \varepsilon_{r\varphi} = T \left(\frac{2(\omega_2 - \omega_1)a^2 b^2}{r^2(a^2 - b^2)} \right). \end{aligned}$$

При рассмотрении течения вязкой несжимаемой жидкости необходимо положить в этих формулах $k = \mu$ и $n = 1$.

Вычислим момент всех сил по произвольной окружности в жидкости относительно оси симметрии радиуса r :

$$\begin{aligned} L &= \int_0^{2\pi} p_{r\varphi} r^2 d\varphi = \\ &= \int_0^{2\pi} k \left[\frac{2(\omega_2 - \omega_1)a^2 b^2}{r^2(a^2 - b^2)} \right]^n r^2 d\varphi = \\ &= 2\pi k \left[\frac{2(\omega_2 - \omega_1)a^2 b^2}{r^2(a^2 - b^2)} \right]^n r^2. \end{aligned}$$

Для псевдопластиков $n < 1$, а для дилатантных жидкостей $n > 1$.

Частный случай вязкая жидкость: это $n = 1$ $k = \mu$ и момент, (как и сила в работе [3]) равен

$$L = -4\pi\mu \frac{(\omega_1 - \omega_2)a^2 b^2}{(a^2 - b^2)}.$$

Заключение

В данной статье представлены следующие результаты:

1. Определены аналитические выражения для скорости и давления задачи установившегося течения неньютоновской жидкости в зазо-

ре двух вращающихся цилиндров при малых числах Рейнольдса.

2. Определены момент всех сил, распределенных по какой-либо окружности радиуса r внутри жидкости относительно оси симметрии.

3. Полученные формулы для вращающихся труб с зазором, содержащим неньютоновскую жидкость, можно применять в технических задачах аналитически или численно.

Литература

1. Лойцянский Л.Г. Механика жидкости и газа. Учебник для вузов. 7-е изд., испр. М.: Дрофа, 2003. 840 с.
2. Астарита Дж., Маруччи Дж. Основы гидромеханики неньютоновских жидкостей. М.: Мир, пер. с англ. 1978. 303 с.
3. Купцов В.С., Катрахова А.А. Математическая модель задачи обтекания сферы неньютоновским потоком несжимаемой жидкости при малых числах Рейнольдса // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 6. С. 81-84.

Поступила 16.09.2024; принята к публикации 13.11.2024

Информация об авторах

Купцов Валерий Семенович – канд. физ.-мат. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7(473)277-95-43; e-mail: vckuptsov@rambler.ru

Катрахова Алла Анатольевна – канд. физ.-мат. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7(473)246-42-22

MATHEMATICAL MODEL OF THE PROBLEM OF NON NEWTONIAN INCOMPRESSIBLE FLUID FLOW STEADY BETWEEN TWO ROTATING CYLINDERS

V.S. Kuptsov, A.A. Katrakhova

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Annotation: in this work, a mathematical model is constructed that considers the problem of rotation of two cylinders in a non-Newtonian flow of incompressible fluid. To solve this problem, a cylindrical coordinate system was used for partial differential equations (in stresses) and the continuity equation for a given flow. When solving the problem, the convective part of the equations describing fluid flows was taken into account. A model of a non-Newtonian fluid with nonlinear stress components was considered. The fluid flow was steady. Taking into account the nonlinearity of the stress field of a given fluid flow, the components of strain rates and stresses were calculated, and the moment of the milestone forces relative to the axis of symmetry along any circle of arbitrary radius was calculated. A variant of solving the problem is considered, which coincides with the classical one, but for a non-Newtonian stationary flow of incompressible fluid. In this formulation of the problem, analytical formulas are obtained for calculating the hydrodynamic parameters of the flow of a non-Newtonian fluid. The formulas can be applied to specific non-Newtonian fluids analytically and numerically, depending on the type of fluid and the conditions of the technical problem. A special case of this result coincides with the formulas for a problem in a similar formulation for a Newtonian stationary flow of a viscous incompressible fluid

Key words: mathematical model, partial differential equation system, cylinders, cylindrical coordinates, stationary flow, non-Newtonian incompressible fluid

References

1. Loitsyansky L.G. "Mechanics of liquid and gas" "Mekhanika zhidkosti i gaza", 7 ed. rev., Moscow, Drofa, 2003, 840 p.
2. Astarita G., Marucci G. "Fundamentals of hydromechanics of non-Newtonian fluids" ("Osnovy gidromekhaniki nenyutonovskikh zhidkostey"), trans. from Eng., Moscow, Mir, 1978, 303 p.
3. Kuptsov V.S., Katrakhova A.A. "Mathematical model of the problem of flow around a sphere by a non-Newtonian incompressible fluid at small Reynolds numbers", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 6, pp. 81-84.

Submitted 16.09.2024; revised 13.11.2024

Information about the authors

Valery S. Kuptsov – Cand. Sc. (Physics and Mathematics), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7(473)277-95-43; e-mail: vckuptsov@rambler.ru

Alla A. Katrakhova – Cand. Sc. (Physics and Mathematics), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7(473)246-42-22

**ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ДИСПЕТЧЕРСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ДВИЖЕНИЯ СУДОВ
НА ВНУТРЕННИХ ВОДНЫХ ПУТЯХ****В.И. Плющаев****Волжский государственный университет водного транспорта, г. Нижний Новгород, Россия**

Аннотация: в настоящее время информационный обмен при реализации диспетчерского регулирования движения флота на внутренних водных путях в основном базируется на радиотелефонной связи. Такой вид связи отвлекает судоводителя от управления судном, не гарантирует доставку сообщений, требует ручной фиксации и архивации принятой информации, серьезно усложняет создание баз данных о движении судов и грузоперевозках. Создание полноценной и эффективной информационной системы для внутренних водных путей требует серьезной модернизации существующей системы диспетчерского управления. Рассматриваются подходы к созданию цифровой системы диспетчерского регулирования. Предложена структура диспетчерской системы Администрации бассейна внутренних водных путей. Обоснован вариант организации информационного обмена на базе сети автоматических идентификационных станций (АИС) и сети интернет. Приведены результаты исследования загрузки каналов АИС, доказана возможность передачи дополнительной информации с использованием АИС. Определен состав и структура сообщений при обмене данными между объектами информационной сети на внутренних водных путях. Предложены варианты формализации сообщений и автоматизации их генерации. Представлена техническая платформа для реализации цифровой информационной сети, рассмотрены состав и структуры автоматизированного рабочего места диспетчера и автоматизированного рабочего места вахтенного начальника судна, приведены варианты интерфейса рабочих мест. Техническая платформа диспетчерской системы позволяет принимать, архивировать, распечатывать сообщения диспетчерских пунктов и других судов, формировать, редактировать, архивировать и осуществлять передачу сообщений как в береговые диспетчерские пункты, так и между судами. Реализация автоматизированной информационной системы, наряду с повышением безопасности судоходства, позволит формировать базы данных по движению судов и грузопотоков на внутренних водных путях для проведения оптимизации транспортного процесса

Ключевые слова: внутренние водные пути, диспетчерское управление, информационные системы, автоматическая идентификационная система, передача данных, автоматизированное рабочее место

Введение

Эффективная и безопасная эксплуатация объектов водного транспорта на внутренних водных путях (ВВП) может быть достигнута на основе полноценного информационного взаимодействия участников процесса в режиме близком к реальному масштабу времени.

Система диспетчерского регулирования для ВВП должна обеспечивать автоматизированный ввод/вывод, обработку, архивирование, анализ, распространение и передачу информации, автоматический обмен информацией между пользователями системы (диспетчерские пункты управления, суда, судовладельцы, службы портов и гидросооружений, государственные органы, бассейновые администрации, коммерческие партнеры). Автоматизация обмена информацией между пользователями информационной системы является ключевой проблемой. Решение этой задачи позволит в реальном времени формировать базы навигационной обстановки, управленческих решений, грузопотоков и пр., необходимые для анализа и планирования высокоэффективных и безопасных перевозок на ВВП.

Цель данной статьи — обоснование подходов к реализации автоматизированного информационного обмена для объектов и структур внутреннего водного транспорта, разработка компонентов автоматизированной диспетчерской системы.

При создании цифровой системы диспетчерского регулирования движением судов на внутренних водных путях (ЦСДР ВВП) особое внимание следует уделить:

- предоставлению участниками взаимодействия на внутренних водных путях дублирующих каналов обмена информацией и технических средств, гарантирующих ее доставку абонентам во всей зоне ответственности администраций бассейнов ВВП;
- стандартизации протоколов обмена информации для обеспечения эффективности ее обработки и анализа;
- автоматизации технологических процессов генерации, обработки и передачи информации в системе;
- унификации технологического оборудования связи, позволяющего легко масштабировать информационные системы;
- автоматизации процессов удаленного обновления программного обеспечения в диспетчерских пунктах и на судах.

Организация информационного обмена на ВВП

На сегодняшний день для информационного обмена на ВВП используются разные способы радиосвязи [1]:

- радиотелефония (управление движением судов, путевая и гидрометеорологическая информация, связь при нештатных ситуациях, в случае бедствия и т.п.);
- сеть интернет (обращение на сайты администраций бассейнов для получения путевой и гидрометеорологической информации, обмен информацией вахтенного начальника судна с судовладельцем и др.);
- сотовая связь (обмен информацией вахтенного начальника с судовладельцем и пр.);
- спутниковая связь (связь при нештатных ситуациях, в случае бедствия, обмен информацией вахтенного начальника с судовладельцем и т.п.);
- сеть судовых и береговых станций автоматических идентификационных систем (автоматическое получение динамических, статических и рейсовых параметров судов).

Радиосвязь на ВВП обеспечивают администрации бассейнов ВВП. В зоне ответственности администрации бассейнов ВВП создают условия для функционирования следующих радиосетей:

- безопасности плавания и вызова (ведут наблюдение за сигналами безопасности плавания и вызова бедствия);
- передачи путевой и гидрометеорологической информации (осуществляют передачу этой информации по расписанию или по запросу на суда);
- диспетчерского управления (регулирования) движением судов (обеспечивает работу службы регулирования движения судов);
- сбора и обработки информации (выполняют автоматический приём, обработку и отображение информации с судов, оборудованных АИС, автоматизированный обмен сообщениями, связанными с безопасностью между судами и береговыми службами, архивирование информации о дислокации и перемещениях судов, передачу корректирующей информации контрольно – корректирующих станций глобальных навигационных систем).

Приемо-передающая аппаратура радиосетей ФБУ «Администрация Волжского бассейна внутренних водных путей» («АВБ ВВП») обслуживает участок ВВП протяженностью около 2600 км от Тутаява до Астрахани по р. Волга и

до Чистополя по р. Кама. Система включает в себя головной диспетчерский пункт «АВБ ВВП», 59 диспетчерских пунктов районов водных путей (РВП) и районов гидросооружений (РГС), 40 из них оборудованы береговыми АИС.

Основным видом связи для обмена информацией на ВВП является УКВ связь. Этот вид связи имеет ряд недостатков:

- ограниченный район действия;
- не гарантирована доставка сообщения абоненту в заданное время;
- прием сообщений в режиме радиотелефонии и их фиксация, а также передача береговым центрам информации отвлекают судоводителя от управления судном;
- отсутствует возможность автоматической фиксации принятой информации, ее архивации для создания информационных баз для анализа эффективности управления флотом;
- невозможность автоматизации рабочего места диспетчера при «ручном» вводе и фиксации информации;
- затруднен обмен значимой информацией между различными службами речного флота, судовладельцами и государственными структурами;
- сложность создания регистратора для записи основных параметров регулирования движения флота, обмена между береговыми центрами и судами, данных о навигационной обстановке и т. д.

Для создания эффективной системы информационного обмена целесообразно осуществить переход на цифровые каналы связи, а именно использовать для передачи информации сети АИС и сеть интернет.

Цифровые каналы связи в информационной системе на ВВП

В качестве дополнительных каналов передачи информации, дающих возможность глубокой автоматизации процессов передачи и обработки информационных потоков, предлагается использовать сети АИС и интернет [2,3,4].

Проведенные исследования доказали низкую загруженность сети АИС при передаче стандартных сообщений о динамических, статических и рейсовых параметрах судна. Мониторинг проводился с 01 по 22 августа 2023 г. на участке 800км – 970 км р. Волга.

В качестве примера в табл. 1 приведено количество зафиксированных сообщений АИС в минуту за 01 августа 2023 г.

Таблица 1
часы

	0	1	2	3	4	5	6	7
0	228	245	230	245	247	325	347	337
1	237	248	237	247	246	334	358	378
2	223	273	226	254	245	339	350	346
3	231	267	220	248	247	317	343	326
4	248	277	231	272	249	325	337	304
5	237	288	239	267	269	326	373	332
6	226	240	223	241	249	313	357	319
7	247	261	226	264	263	323	358	341
8	238	274	266	274	256	316	368	331
9	232	282	261	255	239	317	361	314
10	252	281	276	257	255	324	354	363
11	253	297	275	273	268	337	352	382
12	246	233	269	258	244	331	347	380
13	233	208	283	270	262	332	344	398
14	267	229	275	275	252	338	344	409
15	259	208	283	260	261	311	345	404
16	285	240	282	274	237	323	339	389
17	276	261	286	273	262	340	365	395
18	245	239	281	251	249	318	355	355
19	278	240	283	262	248	324	357	379
минуты	249	285	255	246	322	355	343	

В табл. 2 приведена загрузка каналов АИС (количество сообщений, пересчитанное в количество однослотовых сообщений) и количество судов с включенными АИС за 22 дня наблюдений. Максимальная загрузка каналов АИС наблюдалась 09 августа 2023 г. и составила 5.44 %. На рис. 1 приведена загрузка каналов АИС и количество судов за сутки наблюдения. Проведенные исследования показали, что проблема перегрузки каналов АИС на ВВП крайне маловероятна. Передача больших

объемов дополнительной информации по каналам АИС не потребует затрат на организацию и оплату дополнительных каналов связи. В случае отсутствия связи в сети АИС или при передаче больших объемов информации, может использоваться пакетная передача данных по сети интернет.

Таблица 2

Дни	Количество судов	Количество однослотовых сообщений
1	115	268671
2	102	135690
3	104	147883
4	118	294859
5	105	196596
6	97	205114
7	99	153295
8	96	232765
9	111	352773
10	111	263108
11	101	238352
12	102	236064
13	105	267877
14	100	266724
15	104	163744
16	99	126964
17	101	163344
18	100	177299
19	98	210657
20	93	224813
21	94	176392
22	93	135832

2.08.2023

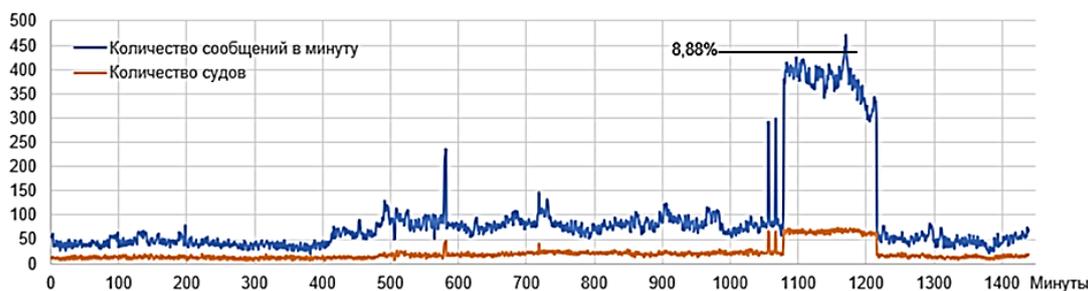


Рис. 1. Количество судов и сообщений АИС за сутки

Структура информационной системы для ФБУ «Администрация Волжского бассейна внутренних водных путей»

Предлагается следующая структура информационной системы ФБУ «Администрация Волжского бассейна внутренних водных путей» (рис. 2). Система включает в себя головной диспетчерский пункт «АВБ ВВП» и дис-

петчерские пункты районов водных путей (РВП). 40 пунктов оборудованы береговыми АИС (БАИС). В настоящее время на многих пунктах используются АИС класса В. Они обеспечивают мониторинг судов на ВВП, но не позволяют обеспечить полноценный двусторонний широкополосный и адресный обмен информацией между диспетчерскими пунктами и судами. Для полноценного функ-

ционирования ЦСДР ВВП диспетчерские пункты должны быть оборудованы базовыми станциями АИС или АИС класса А.

Информация, полученная БАИС с судов, поступает на сервер АВБ ВВП (динамическая, статическая и рейсовая информация о судах, сообщения и запросы вахтенных начальников судов для диспетчеров, запросы и доклады вахтенных начальников судовладельцам и пр.). Подготовленные диспетчером АВБ ВВП и диспетчерами РВП распоряжения и сообщения для судоводителей загружаются на сервер и рассылаются на суда через БАИС соответствующих РВП. Суда

доступны для процедуры обмена данными в любое время и в любой точке маршрута.

На рис. 3 показана организация обмена информацией между компонентами ЦСДР ВВП. Объем и содержание информационных посылок регламентирован нормативными документами [5], структура посылок формализована для обеспечения возможности автоматизации процессов их генерации, передачи, обработки и архивации. Предусмотрена генерация и текстовых сообщений для передачи дополнительной информации.

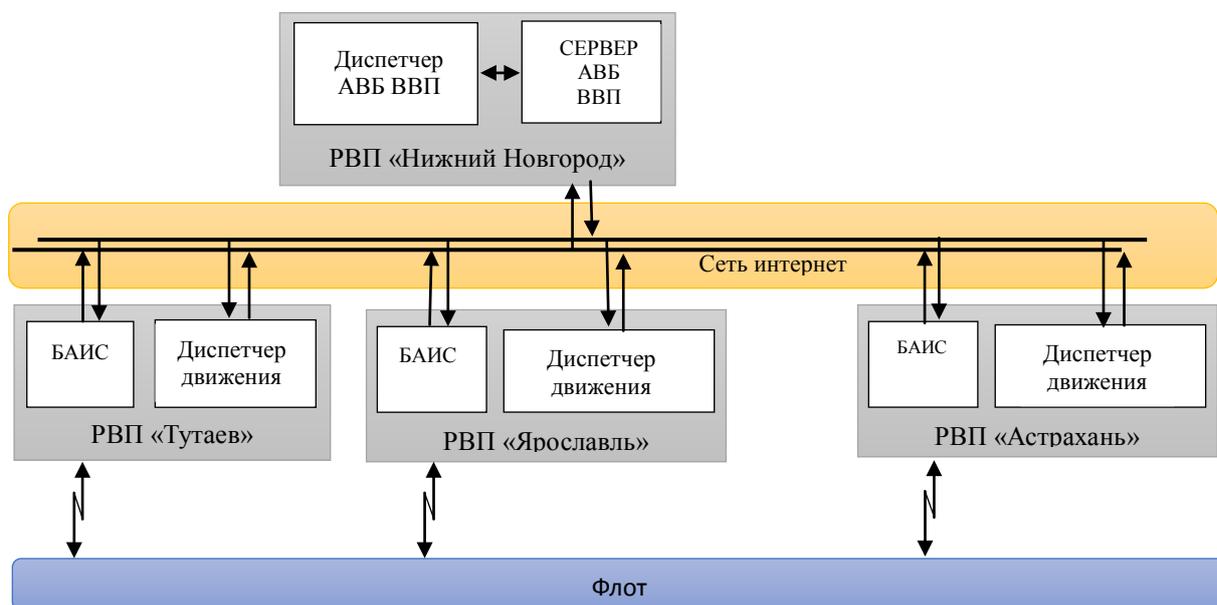


Рис. 2. Структура ЦСДР ВВП ФБУ «Администрация Волжского бассейна ВВП»

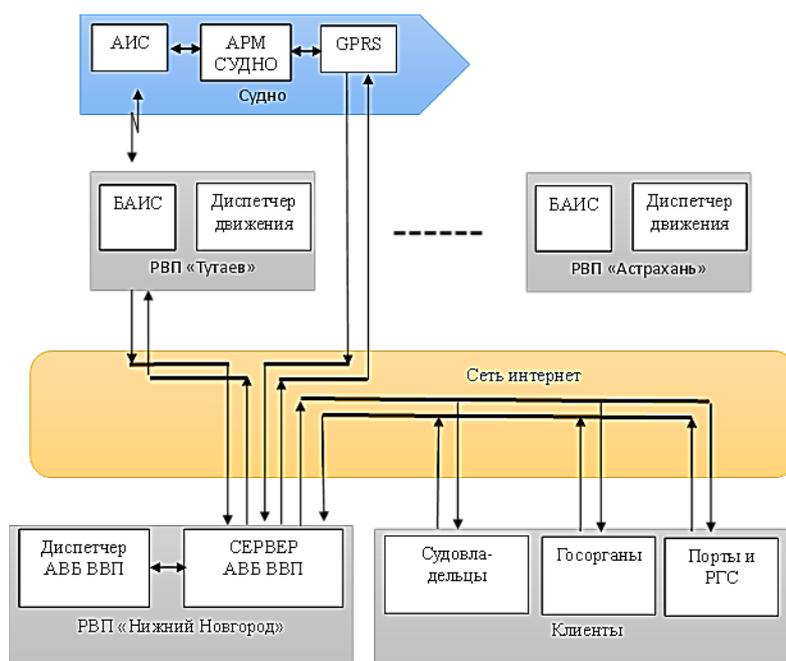


Рис. 3. Организация обмена информацией между компонентами ЦСДР ВВП

Для обеспечения надежной связи в любой точке ВВП суда используют 2 сети – АИС и интернет (GPRS – пакетная передача данных).

Выбор физического канала передачи информации производится автоматически в зависимости от наличия связи с береговой станцией АИС или вышкой сотовой связи в точке расположения судна. Также учитывается объем передаваемого пакета (для больших объемов информации предпочтительно использовать интернет) и загрузка канала АИС в данный момент.

Информация, хранящаяся на сервере, доступна клиентам (судовладельцам, службам речного флота, государственным органам и др.) в части их касающейся.

По мере развития ЦСДР ВВП количество сообщений и объем передаваемой информации может существенно увеличиться.

Аппаратная платформа ЦСДР ВВП

Для работы судов в составе системы диспетчерского регулирования на ВВП разработаны специализированные терминалы связи (автоматизированное рабочее место вахтенного начальника – АРМ СУДНО [6]).

АРМ СУДНО включает в свой состав штатную судовую АИС, панельный компьютер, преобразователь интерфейса, GPRS-модем с антенной, принтер и специализированное программное обеспечение.

АРМ СУДНО позволяет принимать, архивировать, распечатывать сообщения диспетчерских пунктов и других судов, а также формировать, редактировать, архивировать и осуществлять передачу сообщений как в

береговые диспетчерские пункты, так и на другие суда в адресном формате по каналам АИС или сети интернет. Сообщения могут быть отправлены немедленно или в заданное время.

Автоматизированное рабочее место диспетчера (АРМ ДИСПЕТЧЕР) представляет собой компьютер со специализированным программным обеспечением. АРМ ДИСПЕТЧЕР позволяет:

- формировать, редактировать, архивировать и осуществлять рассылку метеосообщений, навигационной (путевой) информации, сводок по уровням воды, ледовые сообщения, сообщений по безопасности, сообщений о расстановке природоохранных объектов и пунктах комплексного обслуживания флота, сообщений, касающихся безопасности плавания на ВВП, разрешений/запретов на выход судна на регулируемый участок и др. сообщений как в широкоэвещательном, так и в адресном режиме;
- осуществлять передачу как по расписанию, так и в произвольные моменты времени по каналам АИС или сети интернет;
- принимать и архивировать сообщения с АРМ СУДНО по каналам АИС или сети интернет в широкоэвещательном и адресном формате;
- получать и архивировать динамическую, статическую и рейсовую информацию (сообщения судовых АИС) с судов в зоне действия береговой станции АИС;
- распечатывать весь объем принятой и переданной информации.

На рис. 4 приведен вариант сгенерированного АРМ ДИСПЕТЧЕР радиобюллетеня и дислокации флота в зоне ответственности береговой станции «Нижний Новгород» (рис. 5).

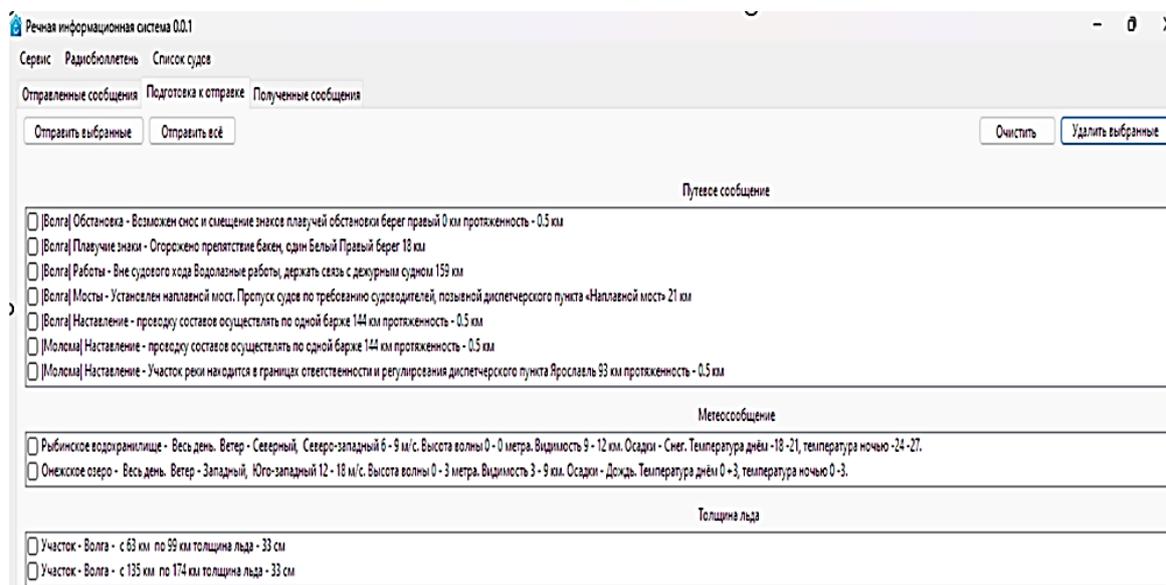


Рис. 4. Один из вариантов радиобюллетеня

MMSI	IMO	Позывной	Тип судна	Навигационный статус	Пункт назн	Долгота	Широта	SOG
273364230	0		Грузовое судно	Движение с использованием двигателя	YAROSLAVL	43° 55,6257 В	56° 21,2050 С	7,593
273616580	0	UBYY7	Неопределенно	Движение с использованием двигателя		43° 28,7997 В	56° 37,0645 С	0
273324860				Движение с использованием двигателя		44° 7,61700 В	56° 17,2167 С	0
273334520	8934233	UIBO	Танкер, все суда этого типа	Движение с использованием двигателя	ST.PETERS%	43° 23,3108 В	56° 41,8560 С	0
273325760				Движение с использованием двигателя		44° 21,3980 В	56° 10,0953 С	9,815
273360440	0	OT-2056	Буксир	Undefined		44° 8,10249 В	56° 17,0722 С	9,630
273366340				Движение с использованием двигателя		44° 10,1161 В	56° 17,3131 С	0
273337890				Движение с использованием двигателя		43° 31,5632 В	56° 34,8543 С	0
273368450				Движение с использованием двигателя		43° 28,3757 В	56° 37,3206 С	0,185
273332590	0	OT-2060	Буксир	Движение с использованием двигателя	N.NOVGORC	44° 10,0975 В	56° 16,4533 С	0
273362560	0		Танкер, все суда этого типа	Движение с использованием двигателя	YROSLAVL	43° 29,0091 В	56° 36,9223 С	0
273313920	0		Другой тип, никакой доп. инфо.	Движение с использованием двигателя	N>IEMHACI	43° 54,6622 В	56° 21,2572 С	0
273445600				Движение с использованием двигателя		43° 54,7605 В	56° 21,2300 С	0
273352520				Движение с использованием двигателя		44° 6,84560 В	56° 17,6775 С	0,185
273431920	0		Буксир		ONEGO			

Рис. 5. Дислокация флота

Обсуждение и выводы

Организация полноценного информационного взаимодействия на внутренних водных путях в режиме близком к реальному масштабу времени требует глубокой модернизации существующей системы диспетчерского управления флотом как в организационном, так и в техническом плане.

Принятая сегодня на внутренних водных путях технология обмена информацией (посредством УКВ связи и получение данных с сайтов Администраций по сети интернет) не позволяет строго регламентировать процесс обмена, создавать исчерпывающие базы данных о движении судов и грузов для решения задач по оптимизации транспортных процессов. Кроме того, такая организация обмена серьезно повышает нагрузку на вахтенного начальника судна, что влияет на безопасность судоходства.

Возможна организация информационного обмена на ВВП (во всяком случае на Единой глубоководной системе европейской части Российской Федерации) на базе сети АИС и сети интернет, закрывающих европейскую часть. Результаты экспериментальных наблюдений позволяют сделать вывод о возможности передачи дополнительной информации по сети АИС. Радиотелефонную УКВ связь целесообразно использовать для оперативного обмена при расхождении судов, проведении швартовых операций, при проведении спасательных операций и т.п.

Оснащение судов терминалами связи (АРМ СУДНО) и использование сетей АИС и интернет позволяют осуществить цифровиза-

цию информационного обмена на внутренних водных путях.

Предложенный подход к созданию цифровой системы диспетчерского регулирования движения судов для внутренних водных путей прошел экспериментальную проверку на базе диспетчерского пункта ФБУ «Администрация Волжского бассейна внутренних водных путей» и теплоходов «Петр Андрианов» и «Золотое кольцо».

Литература

1. «Об утверждении Правил радиосвязи подвижной службы и подвижной спутниковой службы на внутренних водных путях». Приказ Министерства транспорта РФ №83 от 25 марта 2019 г. URL: <https://base.garant.ru/72265754/?ysclid=m37qebgj2r317335396> (дата обращения: 07.10.2024)
2. Плющаев В.И. Система контроля и передачи судовых технологических параметров береговым службам // Автоматизация и современные технологии. 2012. № 2. С. 37-39.
3. Перевезенцев С.В., Плющаев В.И., Поляков И.С. Разработка стенда сбора и передачи береговым центрам технологической и путевой информации с судов с использованием АИС // Вестник Волжской государственной академии водного транспорта. 2015. № 44. С. 130-133.
4. Bazylev A., Plyushchaev V. Digital information system for inland water transport vessels based on AIS // Journal of Physics: Conference Series 2131 (2021) 032031.
5. «Порядок диспетчерского регулирования движения судов на внутренних водных путях Российской Федерации». Приказ Министерства транспорта № 47 от 01 марта 2010 г. URL: <https://normativ.kontur.ru/document?moduleId=1&documentId=154853> (дата обращения: 07.10.2024)
6. Базылев А.В., Кузьмичев И.К., Плющаев В.И. Судовой терминал связи для речной информационной системы // Транспортное дело России. 2023. № 2(165). С. 239-241.

Информация об авторе

Плющаев Валерий Иванович – д-р техн. наук, профессор, Волжский государственный университет водного транспорта (603005, Россия, г. Нижний Новгород, ул. Нестерова, 5), e-mail: vip3345@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6120-3782>

DIGITAL SHIP TRAFFIC CONTROL SYSTEM ON INLAND WATERWAYS

V.I. Plyushchaev

Volga State University of Water Transport, Nizhny Novgorod, Russia

Abstract: at present, information exchange in the implementation of dispatch regulation of fleet movement on inland waterways is mainly based on radiotelephone communications. This type of communication distracts the navigator from vessel control, does not guarantee the delivery of messages, requires manual recording and archiving of received information, and seriously complicates the creation of databases on vessel movement and cargo transportation. The creation of a complete and effective information system for inland waterways requires a major modernization of the existing dispatch control system. The article discusses approaches to creating a digital supervisory control system. The structure of the dispatching system of the Inland Waterways Basin Administration is proposed. The variant of organization of information exchange on the basis of automatic identification stations (AIS) network and Internet is substantiated. The results of AIS channels loading research are given, the possibility of additional information transfer using AIS is proved. The composition and structure of messages in data exchange between the objects of the information network on inland waterways are defined. Variants of messages formalization and automation of their generation are proposed. The technical platform for realization of the digital information network is presented, the composition and structures of the automated workplace of the dispatcher and the automated workplace of the ship's watch officer are considered, the variants of the workplace interface are given. The technical platform of the information system allows receiving, archiving, printing messages from dispatch centers and other vessels, forming, editing, archiving and transferring messages both to coastal dispatch centers and between vessels. The implementation of the automated information system, along with improving the safety of navigation, will allow to form databases on the movement of ships and cargo flows on inland waterways to optimize the transport process

Key words: inland waterways, dispatch control, information systems, automatic identification system, data transfer, automated workplace

References

1. "On Approval of the Rules for Radio Communications of Mobile Service and Mobile Satellite Service on Inland Waterways", Order of the Ministry of Transport of the Russian Federation no. 83 of March 25, 2019, available at: <https://mintrans.gov.ru/documents?q=&date=&n=83&type=0> (accessed 07.10.2024)
2. Plyushchaev V.I. "System of control and transfer of ship technological parameters to shore services", *Automation and modern technologies (Avtomatizaciya i sovremennye tekhnologii)*, Moscow, 2012, no.2, pp. 37-39.
3. Perevezentsev S.V., Plyushchaev V.I., Polyakov I.S. "Development of a stand for collection and transfer to the shore centers of technological and track information from ships with the use of AIS", *The Bulletin of Volga State Academy of Water Transport (Vestnik Volzhskoj gosudarstvennoj akademii vodnogo transporta)*, N. Novgorod, 2015, no. 44, pp.130-133.
4. Bazylev A., Plyushchaev V. "Digital information system for inland water transport vessels based on AIS Journal of Physics", Conference Series 2131 (2021) 032031. doi:10.1088/1742-6596/2131/3/032031.
5. "Procedure for dispatch regulation of vessel traffic on inland waterways of the Russian Federation", Order of the Ministry of Transport no. 47 of March 01, 2010, available at: <https://normativ.kontur.ru/document?moduleId=1&documentId=154853> (accessed 07.10.2024)
6. Bazylev A.V., Kuzmichev I.K., Plyushchaev V.I. "Ship terminal communication for river information system", *Transport business of Russia (Transportnoe delo Rossii)*, Moscow, 2023, no. 2(165), pp. 239 - 241.

Submitted 08.10.2024; revised 13.11.2024

Information about the author

Valery I. Plyushchaev – Dr. Sc. (Technical), Professor, Volga State University of Water Transport (5 Nesterova Str., Nizhny Novgorod 603950, Russia), e-mail: vip3345@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6120-3782>

СПОСОБ КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ (ТЯГИ) ТУРБОРЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ В ПОЛЕТЕ НА ФИКСИРОВАННЫХ РЕЖИМАХ РАБОТЫ

С.В. Николаев, А.П. Тупицын, Д.С. Меренцов

Летно-исследовательский испытательный центр
Государственный летно-испытательный центр им. В.П. Чкалова, г. Ахтубинск, Россия

Аннотация: исследуется вопрос повышения безопасности полетов авиационных комплексов. Проведен анализ авиационных происшествий на современных и перспективных авиационных комплексах, причиной которых стал отказ (повреждение) элементов силовой установки. Показаны направления развития бортовых средств повышения безопасности полетов и информирования экипажа об опасной ситуации. Проанализированы известные способы контроля состояния и идентификации высотно-скоростных характеристик двигателей в полете, их недостатки. Показаны причины отличия фактических высотно-скоростных характеристик турбореактивных двигателей (в составе авиационного комплекса) от полученных в стендовых испытаниях. Рассмотрены задачи информационно-управляющей системы авиационного комплекса. Предложен способ контроля состояния (тяги) турбореактивного двигателя в полете, основанный на экспериментально-расчетном методе определения безиндуктивного избытка тяги. Заявленный результат предлагаемого способа достигается за счет: внедрения в информационно-управляющую систему математической модели летно-технических характеристик движения авиационного комплекса как материальной точки; коррекции математической модели путем идентификации высотно-скоростных характеристик двигателя (с учетом интерференции элементов планера); расчета отклонений тяги двигателя от стандартной (эталонной); внедрения в систему интеллектуальной поддержки экипажа дополнительных информационных элементов на многофункциональном индикаторе в кабине, показывающих экипажу текущие характеристики каждого двигателя и возможности авиационного комплекса в части летно-технических характеристик непосредственно в полете. Продемонстрированы примеры идентификации высотно-скоростных характеристик двигателя, выполненные в рамках летных испытаний современных авиационных комплексов

Ключевые слова: авиационный комплекс, турбореактивный двигатель, неиндицируемые отказы, высотно-скоростные характеристики, обеспечение безопасности полетов, летные испытания, информационная поддержка экипажа, многофакторный регрессионный анализ

Введение

Процессы функционирования перспективных авиационных комплексов (АК) имеют ряд особенностей. Они определяются возрастанием сложности АК, что обусловлено усложнением решаемых задач. Увеличение количества внешних подвесок, режимов работы двигателя (РРД), конфигураций АК, изменение области полета (высоты, скорости и др.) приводят к расширению количества факторов, от которых зависят показатели АК [1].

Опыт создания и эксплуатации АК показывает, что с развитием авиационной техники снижается доля авиационных происшествий (АП), связанных с отказами техники. Это связано с повышением надежности и отказобезопасностью, внедрением средств автоматического контроля и обработки полетной информации, бортовыми системами. При этом АП возникают из-за выхода из строя жизненно важных систем, а не отказов различных элементов АК [1].

Отказ такой жизненно важной системы, как силовая установка (двигатель), является в 51,5 % случаев причиной АП, а для АК 4 поколения и 4+ — в 28,9 %. Это обусловлено переходом парка на АК имеющие два и более двигателя. При этом ряд отказов не может быть обнаружен из-за отсутствия необходимых технических средств, поэтому экипаж обнаруживает последствия некоторых отказов, когда их последствия невозможно парировать [1].

По результатам анализа причин АП, связанных с отказами техники на АК 4 и 4+ поколения, можно сделать выводы [1, 2, 3]:

1. Бортовые технические средства обеспечения безопасности полетов на самолетах недостаточно эффективны. Это обусловлено конструктивными недостатками этих средств, их неоптимальным размещением, несовершенством их алгоритмического обеспечения.

2. Отсутствие эффективных бортовых систем, обеспечивающих выдачу экипажу сообщений, адекватных сложившейся ситуации и ее опасности.

3. Имеется необходимость создания систем анализа полетной информации, позво-

ляющих не только надежно распознавать отказы техники, но и автоматически вырабатывать управляющие воздействия на парирование их последствий.

В летных испытаниях (ЛИ) и эксплуатации АК известны случаи, когда из-за повреждений (в т.ч. боевых) элементов силовой установки ухудшались тягово-расходные характеристики турбореактивного двигателя (ТРД), при этом исполнительные устройства находились в штатном положении, а датчики обратной связи не давали объективной информации (информационная неопределенность). В связи с чем у экипажа отсутствовала информация о нештатной работе ТРД.

В работе рассмотрен способ контроля состояния ТРД, связанный с несоответствием расчетных тяговых характеристик ТРД и фактических. Причинами несоответствия (отказа) могут быть как техническое несовершенство конструкции, так и боевые повреждения.

Известные способы контроля состояния двигателя

Известны способы контроля силовой установки (двигателя), основанные на измерении рабочих параметров силовой установки. По их значениям с помощью полной термогазодинамической математической модели (ММ) рассчитываются значения, недоступные для прямого измерения, и сравниваются с эталонными. На основании сравнения делается заключение о корректной работе силовой установки [4, 5, 6]. Недостатком данного способа является косвенный расчет и неучет потерь, связанных с интерференцией сопла и планера. Потери тяги, обусловленные интерференцией для двухдвигательного сверхзвукового самолета, показаны на рис. 1, 2 [7].

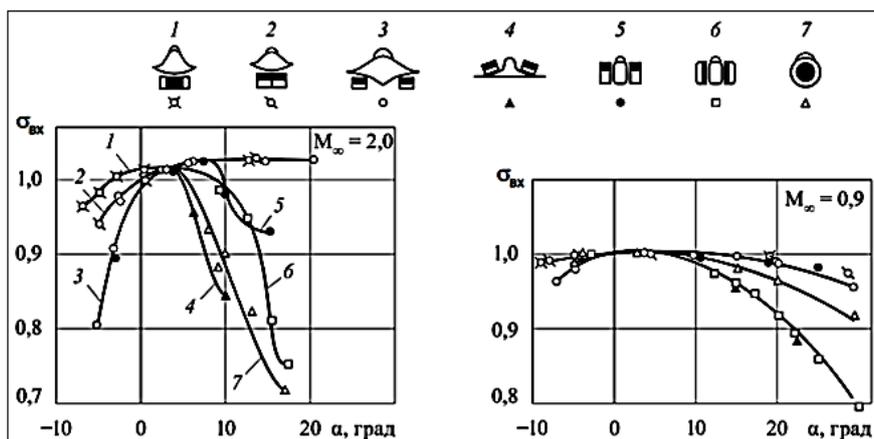


Рис. 1. Потери полного давления на входе в двигатель $\sigma_{вх}$ в зависимости от типа воздухозаборника

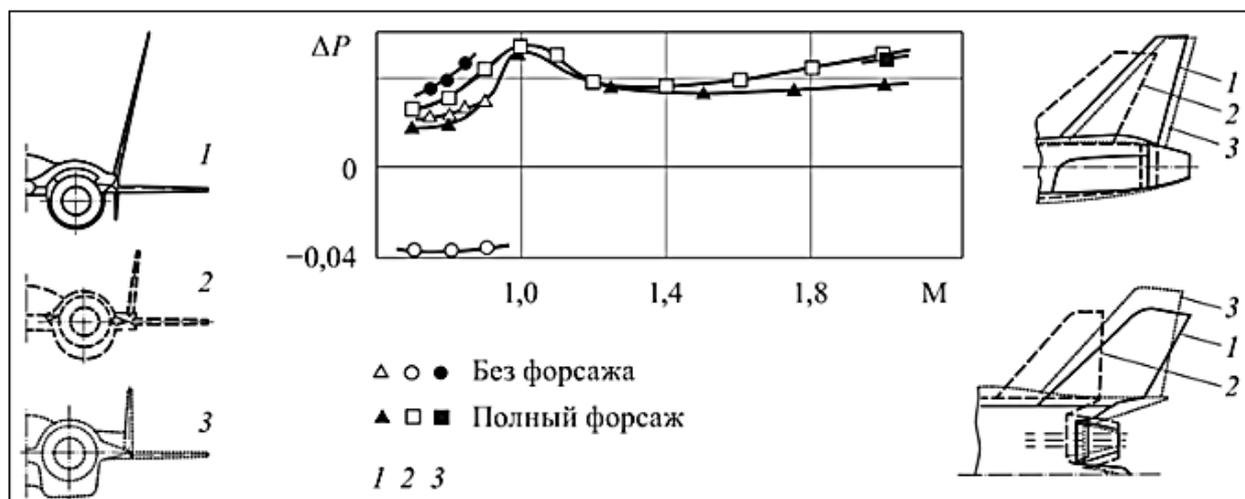


Рис. 2. Потеря тяги двигателя в зависимости от компоновки хвостовой части самолета

На современных АК контроль геометрии сопла осуществляется датчиками обратной связи, закрепленными на исполнительных устройствах (приводах). При этом форма сопла оценивается косвенно, т.к. имеются ограничения по количеству размещаемых датчиков [8]. Основным недостатком этого способа является то, что контроль тяговых характеристик ТРД не производится.

Регулирование геометрии сопла обеспечивает оптимальные характеристики ТРД в широком диапазоне высот и скоростей (ДВС) полета, а также РРД. Нерасчетная геометрия сопла ведет не только к повышенным потерям тяги, но может вызвать повышенные вибрации и нагрузки. При этом возможности АК в части летно-технических характеристик (ЛТХ) снижаются [7].

Из перспективных способов стоит отметить оптическую диагностику геометрии сопла ТРД, использующую бесконтактную реконструкцию геометрии посредством оптических трехмерных датчиков, основанную на компьютерном зрении. Из недостатков способа стоит отметить необходимость установки дополнительных датчиков (увеличивающих массу и изменяющих аэродинамические обводы АК), наличие горячей струи на пути обзора, влияющие вибрации [8].

Обобщая вышесказанное, можно сделать вывод о необходимости разработки способа контроля эффективной тяги ТРД в составе АК при неиндицируемых отказах (нерасчетных условиях работы) двигателя в полете.

Основа предлагаемого способа

В основе способа лежит система уравнений движения АК как материальной точки:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= g \left(\frac{P \cos(\alpha + \alpha_p) - X_\Sigma}{mg} - \sin \theta \right) = g(n_{xa} - \sin \theta) \\ \cos \theta &= \frac{P \sin(\alpha + \alpha_p) + Y}{mg} = n_y \\ \frac{dm}{dt} &= \frac{dm_T}{dt} - Q \\ \frac{dL}{dt} &= V \cos \theta \\ \frac{dH}{dt} &= V_y = V \sin \theta = \left(\frac{P \cos(\alpha + \alpha_p) - X_\Sigma}{mg} \right) V - \frac{V}{g} \frac{dV}{dt} \end{aligned} \right\}$$

где V — скорость истинная, км/ч;
 t — время, с;

n_{xa} — тангенциальная (продольная) перегрузка, ед.;

n_{ya} — вертикальная перегрузка, ед.;

g — ускорение свободного падения, м/с²;

P — тяга силовой установки, кг;

X_Σ — полное лобовое сопротивление, кг;

θ — угол наклона траектории, град.;

m — масса самолета, кг;

m_T — масса топлива, кг;

α — угол атаки, град.;

α_p — угол между вектором тяги двигателя

и вектором скорости, град.;

Y — подъемная сила, кг;

Q — секундный расход топлива, кг/с;

L — пройденный путь, м;

H — высота полета, м;

V_y — вертикальная скорость, м/с.

Тангенциальную перегрузку представим n_{xa} как:

$$n_{xa} = \frac{P - X_\Sigma}{G} = \frac{P - X_0 - X_i}{mg},$$

где X_0 — безиндуктивное сопротивление, кг;

X_i — индуктивное сопротивление, кг;

G — вес, кг.

В соответствии с экспериментально-расчетным методом определения безиндуктивного избытка тяги и определения прироста показателя лобового сопротивления АК, основанным на определении значений тангенциальной перегрузки n_{xa} , характеристики АК представляются в виде зависимостей, одна из которых не зависит от тяги двигателя (C_{xi}), а другая — от подъемной силы (C_{R0}) (если известны зависимости $C_p = f(M, p_H, РРД, T_{НВ}, \dots)$ и $C_{xi} = f(M, C_y, \chi_{кр}, \dots)$, то в ЛИ необходимо определить только зависимость безиндуктивного коэффициента тяги C_{R0} от критериев подобия [9]):

$$n_{xa} = \frac{C_p - C_{X\Sigma}}{C_{yгп}} = \frac{C_p - C_{X0} - C_{Xi}}{C_{yгп}},$$

$$C_{yгп} = \frac{G}{0.7 M^2 S p_H} = C_{y\alpha} + C_p \sin(\alpha + \alpha_p),$$

$$C_{R0} = n_x C_{yгп} + C_{xi} + C_p (1 - \cos(\alpha + \alpha_p)) + dC_p^T,$$

где C_{xi} — коэффициент индуктивного сопротивления;

C_{X0} — коэффициент безиндуктивного сопротивления;

C_p — коэффициент тяги;

$C_{yгп}$ — коэффициент подъемной силы, потребный для горизонтального полета;

$C_{x\Sigma}$ — коэффициент полного сопротивления;

C_y — коэффициент аэродинамической подъемной силы;

M — число Маха полета;

S — аэродинамическая (участвующая в создании подъемной силы) площадь крыла, m^2 ;

p_H — статическое давление воздуха, мм.рт.ст.

ΔC_p^T — поправка к коэффициенту тяги по температуре воздуха;

$T_{нв}$ — температуре воздуха, °К.

В связи с тем, что коэффициент C_{R0} не зависит от подъемной силы, то в летном эксперименте нет необходимости соблюдения подобия по C_y , а следовательно по m и n_{xa} . Поэтому для определения коэффициента C_{R0} , достаточно выполнить серию горизонтальных прямолинейных разгонов и торможений на фиксированных РРД и с неизменной конфигурацией обводов планера на постоянной барометрической высоте полета [9]:

$$dC_p = dC_{R0}.$$

Сравнивая коэффициенты C_{R0} , рассчитанные для одинаковых полетных условий (высота, число M , РРД, аэродинамическая конфигурация) по эталонной модели и непосредственно при выполнении полета, можно определить отличие фактической тяги ТРД от эталонной посредством выполнения в полете режимов разгонов и торможений на фиксированных РРД.

Математическая модель летно-технических характеристик на борту авиационного комплекса

На современных АК поколения 4+ и перспективных, имеется система информационной поддержки (ИП) экипажа и информационно-управляющая система (ИУС) за счет наличия мощных вычислительных комплексов на борту АК. Задачами ИУС являются в том числе системный анализ, управление и обработка большого объема полетной информации. Одной из составных частей ИУС является ММ ЛТХ АК, которая обеспечивает расчет и вывод экипажу в режиме реального времени, с учетом эксплуатационных факторов:

- основных показателей ЛТХ АК;
- диапазона высот и скоростей полета;
- оптимальных режимов полета;

— решение топливно-временных задач (выполнение инженерно-штурманских расчетов (ИШР));

— рекомендаций в части оптимального управления АК.

Для снижения нагрузки на экипаж в сложных полетных ситуациях и повышения безопасности полетов целесообразно внедрение на АК систем, осуществляющих системный анализ (контроль) состояния АК с выдачей соответствующей информации экипажу и помогающих в принятии решений (управляющих воздействий) за минимум времени [10].

На этапе эскизного проекта и первых этапов ЛИ, когда еще недостаточно данных летных экспериментов (ЛЭ), используют ММ, основанную на стендовых и продувочных данных. При использовании данной ММ как правило имеет место неудовлетворительная сходимость с результатами ЛЭ. В дальнейшем, данная модель [11] корректируется по результатам ЛИ, в ее основу помещаются данные, полученные непосредственно в ЛЭ:

$$\left. \begin{aligned} C_{R0} &= f(p_H, M, \text{РРД}, \chi_{кр}, Re, \dots) \\ Q^* &= f(n_2^*, \text{РРД}, \dots) \\ n_2^* &= f(T^*, \text{РРД}, \dots) \\ C_{xi} &= f(M, C_y, \chi_{кр}, Re, \dots) \\ \Delta C_{x0} &= f(M, \chi_{кр}, \dots) \end{aligned} \right\}$$

где $\chi_{кр}$ — геометрические характеристики крыла (механизация);

Re — число Рейнольдса.

Для решения задачи контроля эффективной тяги ТРД возникает необходимость формирования основной характеристики, традиционно определяемой в ЛИ в части высотно-скоростных характеристик (ВСХ) — коэффициента C_{R0} и его использования в качестве эталонного.

При расчете C_{R0} используется тяга двигателя, полученная на стенде (без учета интерференции силовой установки и планера). Для идентификации тяги ТРД используется несколько различных подходов [4-6, 12, 13]. Во вторичной обработке материалов ЛИ используются стендовые ВСХ ТРД.

В ходе стендовых испытаний имитируются параметры полета (атмосферы) во всем ДВС и измеряются параметры работы изолированного ТРД. Основной недостаток стендовых

испытаний (для сверхзвуковых АК) — отсутствие имитации внешнего обдува АК (интерференции планера и двигателя). При этом параметры работы ТРД (и его ВСХ) сильно зависят от индивидуальных особенностей АК в части интеграции двигателя и планера. Также ВСХ ТРД зависят от наработки двигателя [14].

Возникает необходимость идентификации ВСХ ТРД в составе АК для их внедрения в ММ ЛТХ АК в ИУС, поскольку неудовлетворительная достоверность полученных данных может привести к индикации экипажу неверной информации (ошибки как 1 так и 2 рода), что может привести к невыполнению боевой задачи, а в случае развития нештатной ситуации и к потере АК.

Идентификация высотно-скоростных характеристик двигателя

Известны следующие способы идентификации тяговых характеристик ТРД:

— раздельная идентификация эффективной тяги и силы аэродинамического сопротивления в ЛИ. Идентификация осуществляется путем выполнения маневров с выдерживанием неизменных параметров полета (угол атаки, РРД, высота, скорость, угол тангажа). В данном способе идентифицируется приращение тяги ТРД, что позволяет исключить необходимость определения силы аэродинамического сопротивления [15, 16]. Получение результатов обеспечивается без использования газодинамических моделей двигателя;

— идентификации тяговых характеристик силовой установки экспериментально-расчетным способом определения безиндуктивного избытка тяги и определения прироста показателя лобового сопротивления ЛА [17].

В связи с недостатками способа раздельной идентификации эффективной тяги и силы аэродинамического сопротивления — трудоемкостью выполнения испытательных режимов (затратностью по требуемому количеству полетного времени) для определения ВСХ ТРД во всем ДВС и сочетании влияющих факторов, трудоемкой обработки результатов ЛЭ, за основу взят способ, основанный на определении безиндуктивного избытка тяги.

В рамках испытаний современного двухдвигательного АК с двумя ТРД выполнена серия горизонтальных прямолинейных разгонов. В общем случае тяга рассчитывается:

$$P = C_p 0.7 M^2 S p_H.$$

$$C_p^{MГ} = C_{R0}^{MГ/MГ} - C_{R0}^{MГ/стоп} + C_{x\Sigma}^{\gamma,\beta},$$

$$C_p^{макс} = \frac{C_{R0}^{макс/макс} - C_{R0}^{MГ/MГ}}{2} + C_p^{MГ},$$

$$C_p^{пф} = \frac{C_{R0}^{пф/пф} - C_{R0}^{макс/макс}}{2} + C_p^{макс},$$

$$C_{x\Sigma}^{\gamma,\beta} = \sum_1^n C_{xi}^{\gamma,\beta},$$

$$C_{xi}^{\gamma,\beta} = f(M, \delta_i, \dots),$$

где $C_p^{MГ}$ — коэффициент тяги 1 ТРД на РРД «Малый газ»;

$C_p^{макс}$ — коэффициент тяги 1 ТРД на РРД «Максимал»;

$C_p^{пф}$ — коэффициент тяги 1 ТРД на РРД «Полный форсаж»;

$C_{R0}^{MГ/MГ}$ — безиндуктивный коэффициент избытка тяги АК при работе 2 ТРД на РРД «Малый газ»;

$C_{R0}^{MГ/стоп}$ — безиндуктивный коэффициент избытка тяги АК при работе 1 ТРД на РРД «Малый газ» и 1 остановленного ТРД;

$C_{R0}^{макс/макс}$ — безиндуктивный коэффициент избытка тяги АК при работе 2 ТРД на РРД «Максимал»;

$C_{R0}^{пф/пф}$ — безиндуктивный коэффициент избытка тяги АК при работе 2 ТРД на РРД «Полный форсаж»;

$C_x^{\gamma,\beta}$ — полный коэффициент сопротивления, обусловленный отклонением управляющих поверхностей для компенсации крена (γ) и скольжения (β);

n — количество отклоненных поверхностей, участвующих в парировании крена и скольжения;

$C_{xi}^{\gamma,\beta}$ — коэффициент сопротивления i поверхности, участвующей в парировании;

δ — угол отклонения i поверхности.

Эта зависимость получается методами продувок в аэродинамических трубах или математического моделирования.

Идентифицированная тяга ТРД в составе АК на РРД «Полный Форсаж» и стендовые ВСХ ТРД показаны на рис. 3.

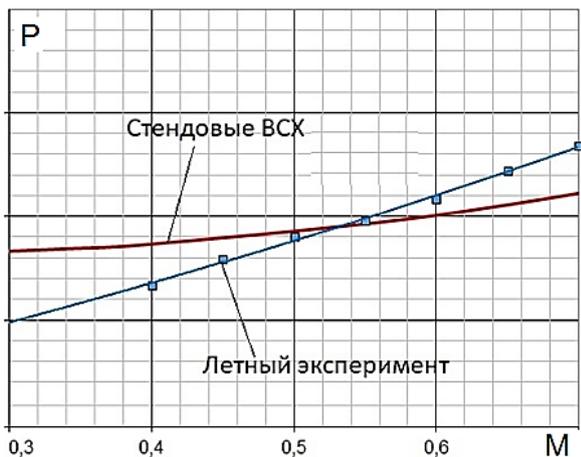


Рис. 3. Тяга ТРД на РРД «Полный форсаж»

В процессе разгона АК на фиксированном РРД, высоте и диапазоне скоростей (чисел M) полета, но при различной температуре наружного воздуха, изменение коэффициента C_{R0} будет обусловлено влиянием фактора $dT_{нв}$:

$$dC_p^T = dC_{R0} = C_{R0T_{ст}} - C_{R0T},$$

где $C_{R0T_{ст}}$ — безиндуктивный коэффициент избытка тяги при стандартной температуре;

C_{R0T} — безиндуктивный коэффициент избытка тяги при температуре отличной от стандартной.

В ходе испытаний сверхзвукового высотного АК с двумя ТРД были выполнены режимы «разгонов» на одной высоте ($H = 11000$ м и числах $M > 1$) на РРД «Полный Форсаж». Отличие температуры воздуха в разгонах обеспечивалось выполнением полетов в разное время года. Для исключения погрешностей, вызванных различиями в геометрии планера (обтекания) и настройками программы регулирования ТРД ЛИ выполнялись на одном борту.

Далее коэффициент C_{R0} рассчитывался по записям параметров полета нештатной системы бортовой информации (СБИ), установленной на период испытаний. Рассчитано изменение тяги двигателя в зависимости от $dT_{нв}$ и числа M полета:

$$dP^T = \frac{dC_p^T 0.7 M^2 S p_H}{N_{дв}},$$

где $N_{дв}$ — количество двигателей.

Расчет зависимости $K_p^T = f(dT_{нв}, M)$ производился с помощью средств автоматизированного регрессионного анализа. Сравнение поправочного коэффициента $K_p^T = f(dT_{нв}, M)$ к тяге 1 дви-

гателя (для $dT_{нв} = +10^\circ$), полученного в летном эксперименте и на стенде, показано на рис. 4.

$$K_p^T = \frac{P_{ст} + dP^T}{P_{ст}},$$

где $P_{ст}$ — тяга двигателя в стандартных условиях.

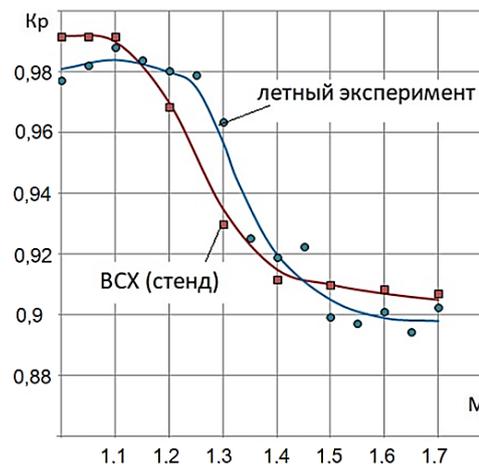


Рис. 4. Температурный поправочный коэффициент к тяге ТРД на РРД «Полный форсаж»

Коррекция математической модели летно-технических характеристик на борту авиационного комплекса

Так как в ЛИ в части ВСХ участвует малое количество (1...2) бортов, то в дальнейшем, при выполнении ИШР закладывается гарантийно-технический запас, с целью компенсации индивидуальных особенностей бортов (аэродинамика планера и настройки ТРД).

Для достаточной надежности приведения искомых зависимостей к заданным условиям желательно брать не средние значения для данного типа АК или двигателя, а определять эти зависимости экспериментально для того АК (борта), для которого производится расчет приведения.

Данная процедура возможна путем накопления в ИУС статистических массивов данных, а именно значений точек зависимости $C_{R0} = f(p_H, M, РРД, \dots)$. Для расчета коэффициента C_{R0} в полете выполняются простые режимы — разгоны и торможения на фиксированных РРД, которые есть в каждом полете.

Процедура должна предусматривать фильтрацию выбросов, а также учет временного промежутка, когда выполнялись режимы (отсеивание устаревающих данных, т.к. искомая характеристика может зависеть от наработки двигателя). Это позволяет постоянно располагать актуальной характеристикой для расчетов.

Способ контроля состояния (тяги) двигателя в полете

Современные АК поколения 4+ и перспективные имеют в составе системы объективного контроля (СОК), не уступающие по своим характеристикам СБИ устанавливаемых на период испытаний, осуществляющие обработку большого количества информации (на АК поколения 4+ и перспективных количество одновременно регистрируемых и обрабатываемых СБИ и ИУС параметров достигает несколько десятков тысяч) в режиме реального времени. На основании данных СОК на борту АК в ИУС предлагается производить расчет фактической тяги ТРД и ее отклонения от нормальной (стандартной).

Для этого, выполняя полет на фиксированном РРД, летчику необходимо выполнить непродолжительный тестовый режим разгона или торможения, а ИУС вычислить:

$$P_{ст} = f(p_H, M, РРД, T_{нв} \dots),$$

$$C_{R0ст}, C_{R0ф} = f(p_H, M, РРД, T_{нв}, АСП, \dots),$$

$$dC_{Pф} = C_{R0ст} - C_{R0ф},$$

$$dP_{ф} = dC_P \cdot 0.7 M^2 S p_H,$$

где $C_{R0ст}$ — коэффициент безиндуктивного избытка тяги (стандартный), полученный по ММ ЛТХ в ИУС;

$P_{ст}$ — тяга (стандартная), полученная по ММ ЛТХ в ИУС;

$C_{R0ф}$ — коэффициент безиндуктивного избытка тяги (фактический), рассчитанный по материалам СОК;

$dC_{Pф}$ — фактическое отклонение коэффициента тяги от стандартного;

$dP_{ф}$ — фактическое отклонение тяги от стандартной, кг.

Далее производится сравнение суммарной стандартной тяги с фактической:

$$\delta_p = \frac{dC_{Pф}}{C_{Pст}} \cdot 100,$$

где δ_p — отклонение тяги от стандартной, %;

$C_{Pст}$ — коэффициент тяги (стандартный), полученный по ММ ЛТХ в ИУС.

Если отклонение коэффициента безиндуктивного избытка тяги от эталонного превышает допустимое установленное значение, или самолет летит с креном и/или скольжением (при одинаковых оборотах двигателей, положении рычага управления двигателями, без

отклонения ручки управления самолетом), то для расчета $C_{x\Sigma}^{\gamma,\beta}$ и непосредственно тяги каждого двигателя необходимо определить все силы и моменты, действующие на АК), решить систему уравнений:

$$\begin{vmatrix} C_y^\alpha & 0 & C_y^\varphi & 0 & 0 \\ 0 & C_z^\beta & 0 & 0 & C_z^{\delta_H} \\ 0 & m_x^\beta & 0 & m_x^{\delta_\alpha} & m_x^{\delta_H} \\ 0 & m_y^\beta & 0 & 0 & m_y^{\delta_H} \\ m_z^\alpha & 0 & m_z^\varphi & 0 & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \alpha \\ \varphi \\ \beta \\ \delta_\alpha \\ \delta_H \end{vmatrix}.$$

$$\begin{vmatrix} C_{py\text{ лв}} & C_{py\text{ пр}} \\ C_{px\text{ лв}} & C_{px\text{ пр}} \\ C_{pz\text{ лв}} & C_{pz\text{ пр}} \\ m_{xC_p\text{ лв}} & m_{xC_p\text{ пр}} \\ m_{yC_p\text{ лв}} & m_{yC_p\text{ пр}} \\ m_{zC_p\text{ лв}} & m_{zC_p\text{ пр}} \end{vmatrix} \Rightarrow C_{pф\text{ лв}}, C_{pф\text{ пр}},$$

где C_y^α — коэффициент подъемной силы крыла (планера);

C_y^φ — коэффициент подъемной силы горизонтального оперения;

C_z^β — коэффициент боковой силы по углу скольжения;

$C_z^{\delta_H}$ — коэффициент боковой силы, вызванный отклонением руля направления;

m_x^β — коэффициент момента относительно оси X, вызванный углом скольжения;

$m_x^{\delta_\alpha}$ — коэффициент момента относительно оси X, вызванный отклонением элеронов;

$m_x^{\delta_H}$ — коэффициент момента относительно оси X, вызванный отклонением руля направления;

m_y^β — коэффициент момента относительно оси Y, вызванный углом скольжения;

$m_y^{\delta_H}$ — коэффициент момента относительно оси Y, вызванный отклонением руля направления;

m_z^α — коэффициент момента относительно оси Z, вызванный подъемной силой крыла (планера);

m_z^φ — коэффициент момента относительно оси Z, вызванный горизонтальным оперением;

δ_α — угол отклонения элеронов, град;

δ_H — угол отклонения рулей направления, град;

φ — угол отклонения стабилизатора, град;

C_{py} — составляющая коэффициента тяги двигателя (*лв* — левого, *пр* — правого) относительно оси Y;

C_{px} — составляющая коэффициента тяги двигателя ($лв$ — левого, $пр$ — правого) относительно оси X ;

C_{pz} — составляющая коэффициента тяги двигателя ($лв$ — левого, $пр$ — правого) относительно оси Z ;

m_{xc_p} — коэффициент момента тяги ($лв$ — левого, $пр$ — правого) двигателя относительно оси X ;

m_{yc_p} — коэффициент момента тяги ($лв$ — левого, $пр$ — правого) двигателя относительно оси Y ;

m_{zc_p} — коэффициент момента тяги ($лв$ — левого, $пр$ — правого) двигателя относительно оси Z ;

$C_{pф}$ — коэффициент тяги двигателя ($лв$ — левого, $пр$ — правого) фактический.

Затем вычисляются отклонения тяги каждого двигателя от стандартных.

Информационная поддержка экипажа

Определив наличие отказа (нештатной работы) ТРД, имея фактические значения отклонения тяги, с помощью ММ ЛТХ АК в ИУС возможно выполнить расчет возможностей АК на борту, с выдачей информации экипажу по текущему состоянию АК.

На рис. 5 представлен кадр многофункционального индикатора современного АК, характеризующий работу силовой установки. Предложено размещение дополнительных информационных элементов, показывающих экипажу состояние ТРД, на основании которых экипаж (ИУС) должен принимать решения (в части управления АК), соответствующие действительной полетной ситуации.



Рис. 5. Индикатор современного АК индикации параметров работы силовой установки с дополнительными элементами

Заключение

В работе рассмотрены способы контроля состояния турбореактивного двигателя.

Представлена основа математической модели летно-технических характеристик авиационного комплекса, показана необходимость ее интеграции в информационно-управляющую систему современных авиационных комплексов.

Разработаны методы идентификации высотно-скоростных характеристик турбореактивного двигателя в полете в составе авиационного комплекса, способ контроля состояния (тяги) турбореактивного двигателя в полете.

Дополнен кадр многофункционального индикатора (вкладка работы силовой установки) современного авиационного комплекса поколения 4+, с обеспечением вывода экипажу дополнительных параметров контроля состояния двигателей.

Литература

1. Жмеренецкий В.Ф., Полулях К.Д., Акбашев О.Ф. Активное обеспечение безопасности полета летательного аппарата: методология, модели, алгоритмы. М.: Ленанд, 2014. 310 с.
2. Авиация ВВС России и научно-технический прогресс: Боевые комплексы и системы вчера, сегодня, завтра / Д.А. Антонов, Р.М. Бабич [и др.] М.: Дрофа, 2005. 733 с.
3. Квочур А.Н. Самолетом 21 века будет многофункциональный летательный аппарат // Вестник авиации и космонавтики. 2001. № 1. С. 3.
4. Патент № 2554544 С2 Российская Федерация, МПК G05B 17/00. Цифровая электронная система управления с встроенной полной термогазодинамической математической моделью газотурбинного двигателя и авиационный газотурбинный двигатель: №2013143479/08: заявл. 26.09.2013: опубл. 27.06.2015 / О.С. Гуревич, Ф.Д. Гольберг; ФГУП "Центральный институт авиационного моторостроения имени П.И.Баранова".
5. Эзрохи Ю.А., Каленский С.М. Идентификация математической модели ГТД по результатам испытаний // Труды МАИ. 2022. № 122. URL: <http://trudymai.ru> (дата обращения: 12.10.2024)
6. Torres M.P., Sosa G. Identification of the fuel-thrust dynamics of a gas turbo engine // 52nd IEEE Conference on Decision and Control. 2013. pp. 4535-4540.
7. Бюшгенс Г.С. Аэродинамика, устойчивость и управляемость сверхзвуковых самолетов: монография. Центральный аэрогидродинамический институт им. Н.Е. Жуковского. М.: Наука. Физматлит, 1998. 810 с.
8. Оптическая диагностика геометрии осесимметричного регулируемого сопла газотурбинного двигателя / М.П. Токарев, А.В. Середкин, М.Ю. Хребтов [и др.] // Автометрия. 2019. Т. 55. № 6. С. 94-101.
9. Бизин Г.А., Торопов В.А. Определение летно-технических характеристик самолетов в летных испытаниях. МАИ, Ахтубинск, 2011. 272 с.
10. Желонкин М.В., Кадильникова Е.Н., Ковтун С.А. Интеллектуальная система поддержки экипажа в сложных условиях. Проблемы и пути решения // Фундаментальные

проблемы создания СПС нового поколения: сб. тез. междунар. конф. М.: Центральный аэрогидродинамический институт им. проф. Н.Е. Жуковского, 2022. С. 208-210.

11. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023680155 Российская Федерация. Моделирование высотно-скоростных характеристик, характеристик дальности и продолжительности полета сверхзвукового самолета с внешними подвесками: С.В. Николаев, А.П. Тупицын. опубл. 26.09.2023.

12. Клинский Б.М. Определение аэродинамической силы в закрытом боксе стенда для испытаний ТРДД с большой степенью двухконтурности // *Авиационные двигатели*. 2021. №1 (10). С. 81-93.

13. Патент № 2100788 С1 Российская Федерация, МПК G01M 15/14, G01L 5/13, G01M 15/00. Способ измерения скоростного напора газового потока и устройство для измерения тяги реактивного двигателя. № 96112850/28: заявл. 28.06.1996: опубл. 27.12.1997 / В.Г. Подколзин, И.М. Полунин, Е.Г. Буканов; заявитель АО «Национальный институт авиационных технологий».

14. Расчетное исследование влияния эрозионного износа на высотно-скоростные характеристики ТРДДФ / М.Б. Абдельвахид, А.Н. Черкасов, Р.М. Федоров, К.С. Федечкин // *Вестник Уфимского государственного авиационного технического университета*. 2014. Т. 18. № 3(64). С. 16-22.

15. Корсун О.Н., Поплавский Б.К. Обоснование подходов к раздельной идентификации эффективной тяги двигателей и силы аэродинамического сопротивления по данным летных испытаний // XII Всероссийское совещание по проблемам управления ВСПУ-2014. 2014. С. 3371–3377.

16. Korsun O.N. Poplavsky B.K. Approaches for flight tests aircraft parameter identification // 29th Congr. of the Intern. Council of the Aeronautical Sciences (ICAS 2014). Paper № 2014-0210.

17. Николаев С.В., Тупицын А.П. Методика идентификации тягово-расходных характеристик двигателя летательного аппарата // *Авиакосмическое приборостроение*. 2023. № 5. С. 36-45.

Поступила 15.10.2024; принята к публикации 25.11.2024

Информация об авторах

Николаев Сергей Владимирович – д-р техн. наук, доцент, заместитель командира по испытательно-методической и научно-исследовательской работе, ЛИИЦ ГЛИЦ им. В.П. Чкалова (416504, Россия, Астраханская обл., г. Ахтубинск-7), e-mail: nikozavr@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8210-8768>

Тупицын Александр Павлович – старший инженер-испытатель, ЛИИЦ ГЛИЦ им. В.П. Чкалова (416504, Россия, Астраханская обл., г. Ахтубинск-7), e-mail: ltx-glic@rambler.ru

Меренцов Дмитрий Сергеевич – старший инженер-испытатель, ЛИИЦ ГЛИЦ им. В.П. Чкалова (416504, Россия, Астраханская обл., г. Ахтубинск-7), e-mail: nenas2@mail.ru

METHOD FOR MONITORING THE CONDITION (THRUST) OF A TURBOJET ENGINE IN FLIGHT AT FIXED OPERATING MODES

S.V. Nikolaev, A.P. Tupitsyn, D.S. Merentsov

Flight Research Test Center of State Flight Test Center named af. V.P. Chkalov, Akhtubinsk, Russia

Abstract: this paper considers the improving the flight safety of aviation complexes. The analysis of aviation accidents at modern and promising aviation complexes, the cause of which was the failure (damage) of the power plant elements, was carried out. The directions of development of on-board flight safety improvement tools and crew information about a dangerous situation are shown. The known methods of monitoring the condition and identification of high-altitude and high-speed characteristics of engines in flight and their disadvantages are analyzed. The reasons for the difference in the actual altitude and speed characteristics of turbojet engines (as part of an aviation complex) from those obtained in bench tests are shown. The tasks of the information management system of the aviation complex are considered. A method for monitoring the state (thrust) of a turbojet engine in flight is proposed, based on an experimental calculation method for determining an inductive excess of thrust. The claimed result of the proposed method is achieved by: introducing into the information and control system a mathematical model of the flight characteristics of the movement of the aviation complex as a material point; correcting the mathematical model by identifying the altitude and speed characteristics of the engine (taking into account the interference of airframe elements); calculating engine thrust deviations from the standard (reference); the introduction of additional information elements into the crew's intellectual support system on a multifunctional indicator in the cockpit, showing the crew the current characteristics of each engine and the capabilities of the aviation complex in terms of flight performance directly in flight. Examples of identification of high-altitude and high-speed characteristics of the engine performed in the framework of flight tests of modern aviation complexes are demonstrated

Key words: aviation complex, turbojet engine, non-indicated failures, high-speed characteristics, flight safety, flight tests, crew information support, multifactor regression analysis

References

1. Zhmerenetskiy V.F., Polulyah K.D., Akbashev O.F. “Actively ensuring aircraft flight safety: methodology, models, algorithms” (“Aktivnoye obespecheniye bezopasnosti poleta letatel'nogo apparata: metodologiya, modeli, algoritmy”), Moscow, Lenand, 2014, 310 p.

2. Antonov D.A., Babich R.M. et. al. "Aviation of the Russian Air Force and scientific and technological progress: Combat complexes and systems yesterday, today, tomorrow" ("Aviatsiya VVS Rossii i nauchno-tekhnicheskii progress: Boyevyye komplekсы i sistemy vchera, segodnya, zavtra"), Moscow, Drofa, 2005, 733 p.
3. Kvochur A.N. "The airplane of the 21st century will be a multifunctional aircraft", *The Bulletin of Aviation and Cosmonautics (Vestnik aviatsii i kosmonavtiki)*, 2001, no. 1, p. 3.
4. Gurevich O.S., Golberg D.F. "Digital electronic control system with a built-in complete thermogas-dynamic mathematical model of a gas turbine engine and an aviation gas turbine engine" ("Tsifrovaya elektronnaya sistema upravleniya s vstroynnoy polnoy termogazodinamicheskoy matematicheskoy model'yu gazoturbinnogo dvigatelya i aviatsionnyy gazoturbinnyy dvigatel"), Patent of RF no. 2554544 C2, IPC G05B 17/00.: no. 2013143479/08: appl. 09.26.2013: publ. 06.27.2015, FSUE "Central Institute of Aviation Engine Engineering named after P.I.Baranov".
5. Ezrokhi Y.A., Kalensky S.M. "Identification of a mathematical model of a gas turbine engine based on test results", Proceedings of MAI (Trudy MAI), 2022, no. 122, available at: <http://trudymai.ru> (assess date: 12.11.2024).
6. Torres M.P., Sosa G. "Identification of the fuel-thrust dynamics of a gas turbo engine", *52nd IEEE Conference on Decision and Control*, 2013, pp. 4535 – 4540.
7. Byushgens G.S. "Aerodynamics, stability and controllability of supersonic aircraft: monograph" ("Aerodinamika, ustoychivost' i upravlyayemost' sverkhzvukovykh samolotov: monografiya"), Central Aerohydrodynamic Institute n. a. N.E. Zhukovsky, Moscow, Nauka, Science. Fizmatlit, 1998, 810 p.
8. Tokarev M.P., Seredkin A.V., Khrebtov M.Yu. et. al. "Optical diagnostics of the geometry of an axisymmetric adjustable nozzle of a gas turbine engine", *Autometry (Avtometriya)*, 2019, vol. 55, no. 6, pp. 94-101.
9. Bizin G.A., Toropov V.A. "Determination of aircraft performance characteristics in flight tests" ("Opredeleniye letno-tekhnicheskikh kharakteristik samoletov v letnykh ispytaniyakh"), MAI, Akhtubinsk, 2011, 272 p.
10. Zhelonkin M.V., Kadilnikova E.N., Kovtun S.A. "Intelligent crew support system in difficult conditions. Problems and solutions", *Fundamental problems of creating a new generation ATP (Fundamental'nyye problemy sozdaniya SPS novogo pokoleniya)*, coll. of abstracts of the international conference, Sochi, September 04–09, 2022, Moscow: Central Aerohydrodynamic Institute named after Professor N.E.Zhukovsky, 2022, pp. 208-210.
11. Nikolaev S.V., Tupitsyn A.P. "Modeling of high-speed characteristics, long-range characteristics of a supersonic aircraft with external suspensions" ("Modelirovaniye vysochno-skorostnykh kharakteristik, kha-rakteristik dal'nosti i prodolzhitel'nosti poleta sverkhzvukovogo samoleta s vneshnimi podveskami"), Certificate of state registration of a computer program no. 2023680155 Russian Federation, publ. 09.26.2023.
12. Klinsky B.M. "Determination of the aerodynamic force in a closed box of a stand for testing turbojet engines with a high bypass ratio", *Aviation engines (Aviatsionnyye dvigateli)*, 2021, no. 1(10), pp. 81 – 93.
13. V.G.Podkolzin, I.M.Polunin, E.G.Bukanov "A method for measuring the velocity pressure of a gas flow and a device for measuring the thrust of a jet engine" ("Sposob izmereniya skorostnogo napora gazovogo potoka i ustroystvo dlya izmereniya tyagi reaktivnogo dvigatelya"), Patent of RF no. 2100788 C1, IPC G01M 15/14, G01L 5/13, G01M 15/00.: № 96112850/28: appl. 06.28.1996: publ. 12.27.1997; applicant JSC "National Institute of Aviation Technologies".
14. Abdelvahid M.B., Cherkasov A.N., Fedorov R.M., Fedechkin K.S. "Calculation study of the influence of erosive wear on the high-speed characteristics of turbojet engine with afterburner", *The Bulletin of Ufa State Aviation Technical University (Vestnik Ufmskogo gosudarstvennogo aviatsionnogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2014, vol. 18, no. 3(64), pp. 16–22.
15. Korsun O.N., Poplavsky B.K. "Justification of approaches to separate identification of effective engine thrust and aerodynamic drag force based on flight test data", XII All-Russian Meeting on Problems of Control of VSPU, 2014, pp. 3371 – 3377.
16. Korsun O.N. Poplavsky B.K. "Approaches for flight tests aircraft parameter identification", 29th Congr. of the Intern. Council of the Aeronautical Sciences (ICAS 2014), Paper № 2014-0210, St. Petersburg, 2014.
17. Nikolaev S.V., Tupitsyn A.P. "Methodology for identifying the thrust and flow characteristics of an aircraft engine", *Aero-space instrumentation (Aviakosmicheskoye priborostroyeniye)*, 2023, no. 5, pp. 36-45.

Submitted 15.10.2024; revised 25.11.2024

Information about the authors

Sergey V. Nikolaev – Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, Vice Commander for Testing, Methodological and Research Work, Flight Research Test Center of State Flight Test Center named af. V.P. Chkalov (Akhtubinsk-7, 416504, Astrakhan region, Russia), e-mail: nikozavr@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8210-8768>

Alexander P. Tupitsyn – Senior Test Engineer, Flight Research Test Center of State Flight Test Center named af. V.P. Chkalov (Akhtubinsk-7, 416504, Astrakhan region, Russia), e-mail: ltx-glic@rambler.ru

Dmitry S. Merentsov – Senior Test Engineer, Flight Research Test Center of State Flight Test Center named af. V.P. Chkalov (Akhtubinsk-7, 416504, Astrakhan region, Russia), e-mail: nenasa2@mail.ru

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ ЭВОЛЮЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ ПРИ РЕШЕНИИ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОЙ ТРАНСПОРТНОЙ ЗАДАЧИ БЕЗ ОГРАНИЧЕНИЙ

М.А. Белых, Д.А. Баранов, В.Ф. Барабанов

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: проводится вычислительный эксперимент по решению многокритериальной транспортной задачи с использованием набора эволюционных алгоритмов, в числе которых генетический алгоритм, алгоритм муравьиной колонии и алгоритм пчелиной колонии. В исследовании используется 10000 различных постановок задачи, каждая из которых состоит из квадратной матрицы смежности размерностью от 10×10 до 20×20 . Каждая из этих постановок решалась с использованием 39 вариаций каждого из алгоритмов. Каждым алгоритмом было выполнено по 60 итераций с 60 особями в составе. Основная цель вычислительного эксперимента заключалась в оценке производительности и качества решений, предоставляемых этими алгоритмами, а также в выявлении их преимуществ и недостатков их применения в различных условиях в рамках решения многокритериальной транспортной задачи без ограничений. Результаты экспериментов показывают, что каждый из алгоритмов обладает уникальными характеристиками и может быть предпочтителен в зависимости от специфики задачи и требований к вычислительным ресурсам. Проведенный анализ предоставляет ценную информацию для дальнейших исследований и практического применения метаэвристических методов в решении, в частности, комбинаторных задач оптимизации

Ключевые слова: метаэвристические методы, эволюционные алгоритмы, муравьиный алгоритм, генетический алгоритм, пчелиный алгоритм

Введение

Существующие логистические проблемы играют критически важную роль в различных отраслях промышленности и бизнеса, включая транспорт, снабжение, дистрибуцию и производство. Такие задачи можно выразить в виде некоторой многокритериальной транспортной задачи, которая будет заключаться в нахождении наиболее оптимальных критериев среди возможных, основным из которых будет являться нахождение кратчайшего пути [1-3].

Для решения подобного рода задач активно используются различные метаэвристические методы, которые предоставляют приближенные значения за разумное время. Среди них особое место занимают эволюционные алгоритмы, имитирующие природные процессы, такие как эволюция, поведение роя, оставление информации для других участников и т.д. для поиска оптимальных или близких к оптимальным решений.

Однако в связи с большим разнообразием постановок таких задач, некоторые из таких алгоритмов могут оказаться намного эффективнее других. Так, в какой-то момент времени, целью решения такой задачи может являться получение быстрого решения (квазиоптимального), получение оптимального решения или

даже сбалансированного в плане вычислительного времени и эффективности.

Целью проведения вычислительных экспериментов является выявление наиболее эффективных алгоритмов по следующим параметрам:

1. Поиск оптимального значения;
2. Наименьшее время выполнения;
3. Наименьшее число шагов для вычисления оптимума;
4. «Баланс между временем выполнения и нахождением оптимального значения».

Описание объекта исследования

В контексте проводимого эксперимента, под многокритериальной транспортной задачей будет приниматься задача, условия которой представлены в виде фиксированного ряда городов, расстояние между которыми можно представить в виде квадратной матрицы смежности или полного неориентированного графа. В качестве критерия выбрана функция

$$S = \min \sum_{i=1}^{|C|} D(c_i, c_{i+1}) \Big| c_i \in C, \quad (1)$$

где S – расстояния маршрута, D – функция расстояния между городами, C – множество городов, c_i – i -й город.

Описание используемых алгоритмов

Для проведения вычислительного эксперимента использовались программные реализации генетического алгоритма (ГА), алгоритма муравьиной колонии (МА) и алгоритма пчелиной колонии (ПА) с рядом заданных параметров. Вариации алгоритмов с параметрами приведены в табл. 1. Каждый из приведенных алгоритмов выполнял 60 итераций с 60 особями.

Для МА изменяемыми параметрами были параметры α , β , p , q . Их полное описание и диапазон используемых значений приведен в источнике [4].

У ПА помимо доли пчел-работниц среди популяции имеет параметр «Метод поиска нового источника». В контексте проведения эксперимента было выделено 2 метода: «Смена индексов» и «Реверс подмножества». Аналогичные методы применялись и в рамках ГА как способы мутации.

Для описания используемых методов мутации, исходное множество S представлено в соответствии с формулой

$$S = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}. \quad (2)$$

Здесь x – элемент множества, n – длина множества.

Таблица 1

Используемые в вычислительном эксперименте вариации алгоритмов

№	№ в алг.	Алгоритм / наименование параметра / значение параметра			
		Муравьиный алгоритм			
		α	β	p	q
1	1	1,25	0,5	0,75	1
2	2	0,75	1	1,25	0,5
3	3	1,5	0,5	0,75	0,5
4	4	1,25	0,5	1	0,75
5	5	0,5	0,5	1	0,75
6	6	0,25	0,5	1	0,75
7	7	1,5	0,5	1	0,75
8	8	1,5	0,75	1,25	0,75
9	9	1,5	1,5	1,25	1,25
10	10	1,5	1,25	1	0,75
11	11	0,25	1	1	0,75
		Пчелиный алгоритм			
		Доля пчел-работниц	Метод поиска нового источника		
12	1	0,15	Смена индексов		
13	2	0,15	Реверс подмножества		
14	3	0,25	Смена индексов		
15	4	0,25	Реверс подмножества		
16	5	0,4	Смена индексов		
17	6	0,4	Реверс подмножества		
18	7	0,5	Смена индексов		
19	8	0,5	Реверс подмножества		
20	9	0,6	Смена индексов		
21	10	0,6	Реверс подмножества		
22	11	0,65	Смена индексов		
23	12	0,65	Реверс подмножества		
24	13	0,75	Смена индексов		
25	14	0,75	Реверс подмножества		
26	15	0,9	Смена индексов		
27	16	0,9	Реверс подмножества		
		Генетический алгоритм			
		Шанс мутации	Метод мутации	Метод отбора	
28	1	0,2	Смена индексов	Рулетка	
29	2	0,2	Реверс подмножества	Рулетка	
30	3	0,2	Реверс подмножества	Стохастический	
31	4	0,2	Смена индексов	Турнирный	
32	5	0,4	Смена индексов	Рулетка	
33	6	0,4	Реверс подмножества	Рулетка	
34	7	0,4	Реверс подмножества	Стохастический	
35	8	0,4	Смена индексов	Турнирный	
36	9	0,6	Смена индексов	Рулетка	
37	10	0,6	Реверс подмножества	Рулетка	
38	11	0,6	Реверс подмножества	Стохастический	
39	12	0,6	Смена индексов	Турнирный	

Тогда метод «Смена индексов» преобразовывает множество S в множество S' в соответствии с формулой (3)

$$S' = \{x_1, \dots, x_{i-1}, x_j, x_{i+1}, \dots, x_{j-1}, x_i, x_{j+1}\}, \quad (3)$$

$$i \neq j, i \in n, j \in n,$$

где i и j — случайные числа.

Метод «Реверс подмножества» преобразовывает множество S в множество S' в соответствии с формулой (4)

$$S' = \{x_1, x_2, x_{b-1}, x_{b+l-1}, \dots, x_b, \dots, x_n\}, \quad (4)$$

$$b-l \leq 0, b+l \geq n,$$

Здесь b — случайно сгенерированное число (индекс начала), l — длина подмножества.

В ГА для скрещивания использовался метод ОХ1 [5]. Используемые методы мутации были описаны ранее в контексте ПА. В качестве методов отбора были выделены три метода:

- 1) рулетка,
- 2) стохастический,
- 3) турнирный.

Алгоритм турнирного отбора приведен на рис. 1, а, схема алгоритма рулетки представлена на рис. 1, б. В приведенных схемах переменная n отвечает за численность популяции, t — численность отобранных индивидов (родителей), P — множество индивидов размером n , P_n — множество отобранных индивидов размером t , k — размер турнира, C — шанс индивида

пройти отбор. Стохастический метод отбора предполагает полностью случайный отбор k особей из множества P .

Подготовка данных

Для проведения вычислительного эксперимента, первоначальный вариант постановок был получен из источника [6]. Каждая из задач была представлена в виде квадратных матриц смежности, каждая из которых имеет размерность от 10×10 до 20×20 .

В целях увеличения численности постановок и разнообразия в плане размерности, были добавлены матрицы, представляющие собой подматрицы других имеющихся в наборе матриц. В общей сложности было собрано 10000 постановок задачи, каждая из которых была решена всеми 39 выделенными вариациями алгоритмов.

Анализ результатов вычислений

На рис. 2 приведен фрагмент диаграммы, отображающей, какой алгоритм для какого количества задач показал лучший результат среди всех. Каждый алгоритм в приведенных ниже графиках имеет сокращения:

- муравьиный — МУР,
- пчелиный — ПЧЕ,
- генетический — ГЕН.

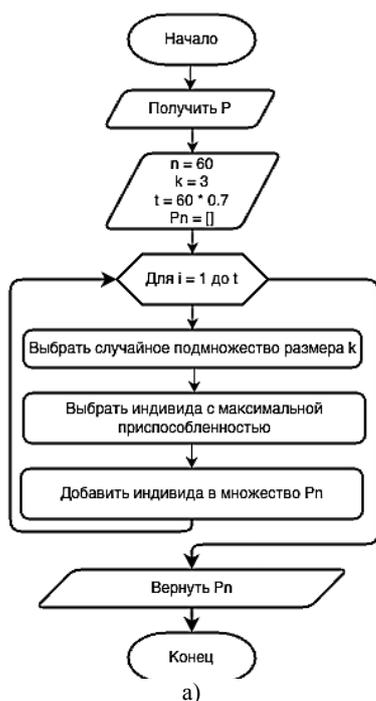


Рис. 1. Схемы методов отбора: а) турнирный, б) рулетка

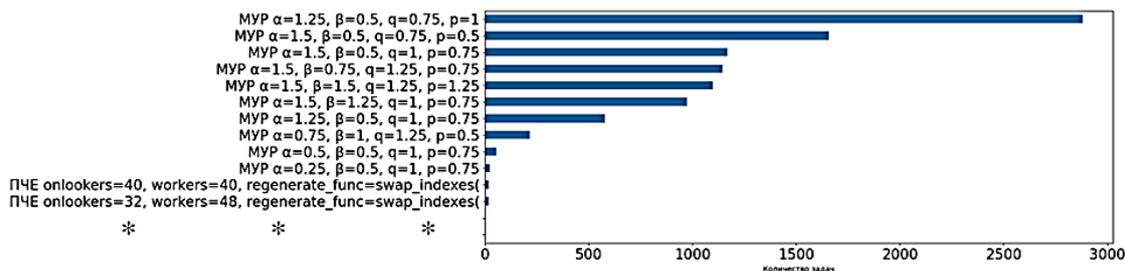


Рис. 2. Фрагмент диаграммы эффективности алгоритмов по количеству решенных задач

Для наибольшей численности задач наиболее эффективным оказались модификации МА, большая часть вариаций которого справилась с более чем 1000 постановок. На втором месте оказались модификации ПА, каждый из которых справился не более чем несколькими десятками задач. Для несопоставимо малого количества задач эффективными оказались мо-

дификации генетического алгоритма, в частности, использующие турнирный способ отбора.

На рис. 3 приведены медианные значения времени работы самых эффективных алгоритмов. Можно увидеть, что МА потратил существенно больше времени на расчеты в сравнении с ПА и ГА. В приближении можно зафиксировать, что некоторые модификации ГА справились с расчетами немного быстрее модификаций ПА.

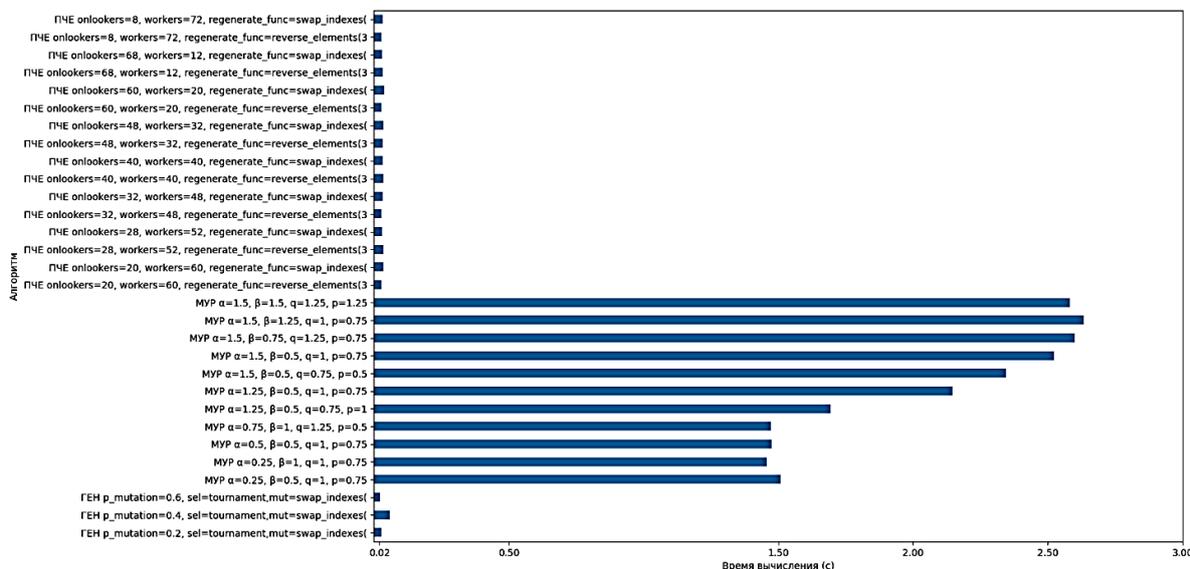


Рис. 3. Диаграмма медианы общего времени работы эффективных алгоритмов

В контексте скорости прогона, лидирующие позиции заняли модификации ГА, в частности, сочетания метода отбора «стохастический» и метода мутации «реверс подмножества». Второе место заняли некоторые модификации пчелиного алгоритма.

Было принято решение выявить соотношение результатов самых быстрых алгоритмов к самым эффективным по скорости решения. Для каждой задачи результат самого эффективного алгоритма был поделен на результат самого быстрого. Из 5000 задач сформировано всего 144 уникальные пары типа «самый эффективный — самый быстрый», что не целесообразно выражать в виде графика.

В большинстве задач эффективным оказался муравьиный алгоритм. Исходя из полученных

результатов, наиболее эффективным среди «быстрых» алгоритмов является пчелиный.

Следующим был проведен анализ эффективности алгоритмов по численности шагов, за которые был достигнут локальный минимум (далее – скорость сходимости). На рис. 4 приведена диаграмма эффективности алгоритмов по скорости сходимости.

Лидирующие позиции по скорости сходимости делят между собой модификации генетического и муравьиного алгоритмов.

Среди тех алгоритмов, кто показал наибольшую среднюю скорость сходимости (фрагмент диаграммы на рис. 5), выделить однозначного фаворита не представляется возможным: показатели всех алгоритмов располагаются дальше значения 2.0. В то же время по

медианной скорости сходимости нахождения минимума явно можно выделить модификации

ПА, занявшие большинство лидирующих позиций; при этом хуже всех результаты были у ГА.

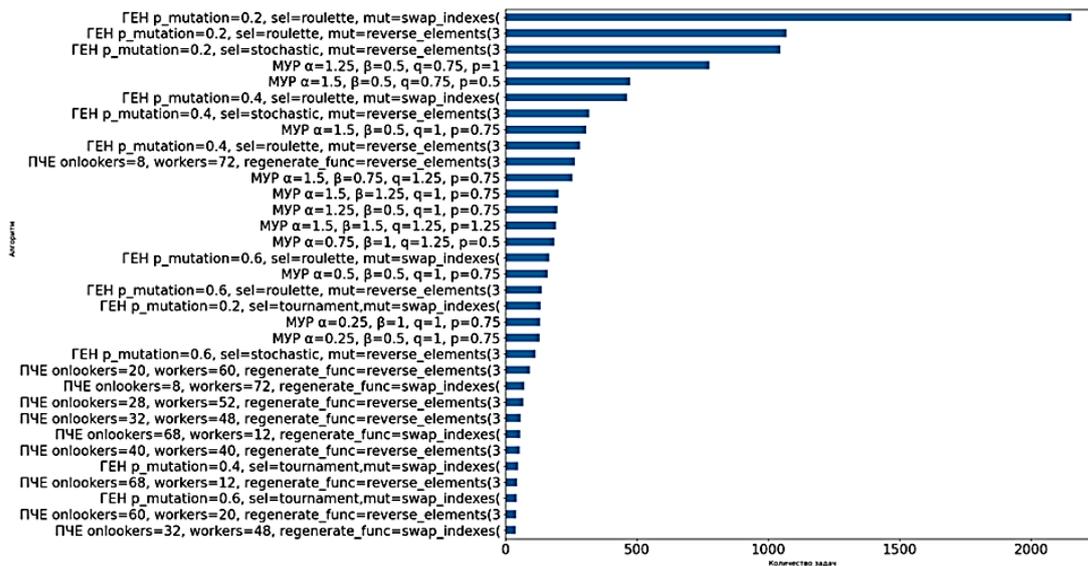


Рис. 4. Диаграмма эффективности алгоритмов по скорости сходимости

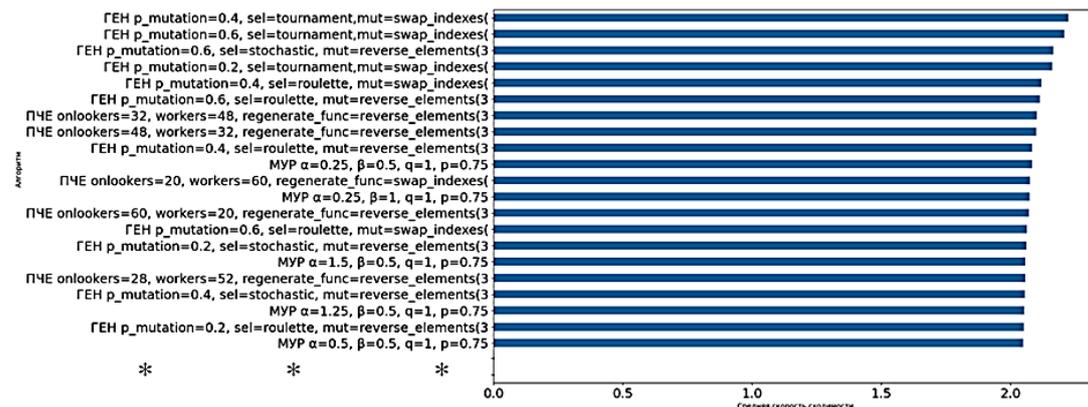


Рис. 5. Фрагмент диаграммы средних скоростей сходимости алгоритмов

Заключение

1. В подавляющем большинстве задач самые оптимальные решения удается найти МА. Лучшие вариации алгоритма лежат в пределах 1.25-1.5, 0.5-1.5, 0.75-1.25, 0.75 для α, β, q и p соответственно. В зависимости от задачи изменение этих параметров существенно влияет на эффективность алгоритма. Однако МА работает в разы медленнее, чем ПА и ГА.

2. ГА выделяется самой высокой скоростью работы как по сходимости, так и по общему времени прогона, однако в плане эффективности представляет меньшинство. Наиболее эффективными оказались вариации алгоритма, использующие турнирный отбор и метод мутации «смена индексов», при этом шанс мутации у самой эффективной вариации равняется 0.6.

Вариации с шансом мутации выше 0.6 не показали себя эффективными.

3. ПА проявил себя как самый сбалансированный алгоритм. Его вариации регулярно показывали наибольшую эффективность вслед за вариациями МА, а скорость работы и сходимости во многих случаях сравнима с вариациями ГА. При этом каких-либо существенных закономерностей между используемыми параметрами и показателями скорости и эффективности не найдено.

Литература

1. Yang X. Nature-Inspired Optimization Algorithms. Elsevier Inc, 2014. 263 с.
2. Программная реализация задачи линейной оптимизации на базе муравьиного алгоритма / Д.А. Баранов, М.А. Бельх, В.Ф. Барабанов, Н.И. Гребенникова, В.Н. Черников // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 6. С. 53-58.

3. Mohamed A.W. Oliva D., Suganthan P.N. Handbook of Nature-Inspired Optimization Algorithms: The State of the Art Volume II: Solving Constrained Single Objective Real-Parameter Optimization Problems // *Intelligent Technologies and Robotics*, Intelligent Technologies and Robotics (R0), 2022. 264 p.

4. Бelykh М.А., Баранов Д.А. Решение задачи коммивояжера вариативным муравьиным алгоритмом // Информационные технологии моделирования и управления.

2024. Т. 136. № 2. С. 116-119.

5. Ben Hamida S., Gorsane R., Mestiri K. Towards a Better Understanding of Genetic operators for Ordering Optimization -Application to the Capacitated Vehicle Routing Problem // 15th International Conference on Software Technologies, Jul 2020, Lieusaint. Paris, France. pp. 461-469.

6. TSPLIB // GitHub URL: <https://github.com/ryanjoneil/tsplib> (дата обращения: 22.06.2024)

Поступила 26.07.2024; принята к публикации 12.11.2024

Информация об авторах

Белых Михаил Алексеевич – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: belykh.ma@yandex.ru

Баранов Дмитрий Алексеевич – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: oblivvion333@gmail.com

Барabanов Владимир Федорович – д-р техн. наук, профессор, и.о. зав. кафедрой автоматизированных и вычислительных систем, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: bvf@list.ru

COMPARATIVE ANALYSIS OF THE WORK OF EVOLUTIONARY ALGORITHMS FOR SOLVING A MULTI-CRITERIA TRANSPORT PROBLEM WITHOUT RESTRICTIONS

M.A. Belykh, D.A. Baranov, V.F. Barabanov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: this paper presents a computational experiment on solving a multicriteria transportation problem using a set of evolutionary algorithms, including a genetic algorithm, an ant colony algorithm, and a bee colony algorithm. The study uses 10,000 different problem statements, each consisting of a square adjacency matrix with dimensions from 10x10 to 20x20. Each of these statements was solved using 39 variations of each algorithm. Each algorithm performed 60 iterations with 60 individuals in its composition. The main goal of the computational experiment was to evaluate the performance and quality of solutions provided by these algorithms, as well as to identify their advantages and disadvantages of their application in various conditions within the framework of solving a multicriteria transportation problem without constraints. The experimental results show that each of the algorithms has unique characteristics and can be preferable depending on the specifics of the problem and the requirements for computing resources. The conducted analysis provides valuable information for further research and practical application of metaheuristic methods in solving, in particular, combinatorial optimization problems

Key words: metaheuristic methods, evolutionary algorithms, ant algorithm, genetic algorithm, bee algorithm

References

1. Yang X. "Nature-Inspired Optimization Algorithms", Elsevier Inc, 2014, 263 p.
2. Baranov D.A., Belykh M.A., Barabanov V.F., Grebennikova N.I., Chernikov V.N. "Software implementation of the linear optimization problem based on the ant algorithm", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 6, pp. 53-58.
3. Mohamed A.W. Oliva D., Suganthan P.N. "Handbook of Nature-Inspired Optimization Algorithms: The State of the Art Volume II: Solving Constrained Single Objective Real-Parameter Optimization Problems", *Intelligent Technologies and Robotics*, Springer, 2022, 264 p.
4. Belykh M.A., Baranov D.A. "Solving the traveling salesman problem with a variable ant algorithm", *Information technologies of modeling and management (Informatsionnyye tekhnologii modelirovaniya i upravleniya)*, 2024, vol. 136, no. 2, pp. 116-119.
5. Ben Hamida S., Gorsane R., Mestiri K. "Towards a Better Understanding of Genetic operators for Ordering Optimization - Application to the Capacitated Vehicle Routing Problem", *15th International Conference on Software Technologies*, Jul 2020, Lieusaint, Paris, France, pp. 461-469.
6. "TSPLIB", GitHub Electron. Data, available at: <https://github.com/ryanjoneil/tsplib> (accessed 22.06.2024).

Submitted 26.07.2024; revised 12.11.2024

Information about the authors

Mikhail A. Belykh – Postgraduate Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: belykh.ma@yandex.ru

Dmitriy A. Baranov – Postgraduate Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: oblivvion333@gmail.com

Vladimir F. Barabanov – Dr. Sc. (Technical), Professor, acting as Department Chair, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: bvf@list.ru

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛООБМЕНА ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО МОДУЛЯ С ТУРБУЛЕНТНЫМ ПОТОКОМ В РАМКАХ k - ω МОДЕЛИ ТУРБУЛЕНТНОСТИ

О.А. Дорохова¹, И.Л. Батаронов^{1,2}, Т.А. Надеина¹, Н.А. Ююкин¹

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается двумерная задача теплообмена турбулентного потока и термоэлектрического охлаждающего модуля. Физические свойства термоэлемента и теплоносителя считаются постоянными, равными усредненным значениям физических параметров. Расчет проводится в k - ω модели турбулентности, позволяющей получить решение в пристеночной зоне. Анализ в рамках теории подобия показал, что профили нормированной разности температур зависят от чисел Рейнольдса и Прандтля и параметра Υ термоэлемента. Найдено, что координатная зависимость на начальном участке профиля хорошо аппроксимируется кубическим корнем, а основная часть профиля – дробно-иррациональной функцией, дополненной линейной асимптотической зависимостью. Из-за сильной коррелированности коэффициентов модели расчет проводился в два этапа. На первом этапе определяются два параметра основной части профиля. Показано, что они линейно зависят от критериального отношения Υ , а зависимость от Re и Pr подобна формуле М.А. Михеева. На втором этапе находится поправочный множитель начального участка, который аппроксимировался экспоненциальными функциями. Установлено, что поправочный множитель зависит только от чисел Re и Pr . На основе одномерного уравнения баланса энергии получено выражение для локального числа Нуссельта, отличающееся от такового без термоэлемента вычитанием параметра Υ , умноженного на коэффициент, зависящий от числа Pr . Обнаружено существование критического режима, возникающего при сближении значений чисел Nu и Υ

Ключевые слова: теплопередача, термоэлектрические охладители, температурное поле, метод конечных элементов, критериальные параметры

Введение

В научной литературе широко рассматривается применение термоэлементов (ТЭ) в качестве эффективных охладителей и теплообменных устройств [1-3]. Для повышения эффективности ТЭ-охладителя используются совершенствование системы охлаждения [4], модификация конструкции ТЭ-модуля [5], анализ интегральных уравнений теплообмена [6], учет динамических эффектов теплообмена [7], конечно-элементный анализ [8]. При этом обычно игнорируются особенности теплообмена на начальном участке, характерные для функционирования ТЭ и существенно влияющие на эффективность их работы [9-11]. Поэтому представляется актуальным исследование работы термоэлектрического охладителя на начальном участке.

При рассмотрении теплообмена с ТЭ при охлаждении ламинарным потоком [12, 13] было установлено, что скорость теплоотдачи в ламинарный поток недостаточна для эффективной работы ТЭ.

Исследование теплообмена ТЭ с турбулентным потоком проводилось в рамках k - ϵ

модели турбулентности [14], которое показало возможность обеспечения эффективного теплообмена с турбулентным потоком. Однако использование в k - ϵ модели пристеночных функций не позволяет достаточно корректно описать теплообмен пристеночной области и получить единый температурный профиль.

Эти недостатки устраняются при использовании низкорейнольдсовых моделей. Так, в k - ω модели добавляется перекрестный член $(\rho/\omega)(\nabla k) \cdot (\nabla \omega)$, который убирает чувствительность к граничным условиям. k - ω -модель хорошо зарекомендовала себя при описании теплообмена в пристеночной зоне и подходит для простых неразветвляющихся потоков. Поэтому настоящее исследование было выполнено на базе этой модели.

Формулировка математической модели

На термоэлемент от охлаждаемого объекта поступает поток тепла с плотностью q_0 трансформируемый термоэлементом в поток с плотностью q_1 (рис. 1). Последний передается в теплоноситель (ТН), перемещающийся по каналу толщиной H параллельно ТЭ в турбулентном режиме со средней скоростью V . Про-

тивоположная ТЭ сторона потока считается теплоизолированной. Для простоты поток ТН считается плоскопараллельным, что позволяет использовать двумерную постановку задачи теплопереноса в ТН.

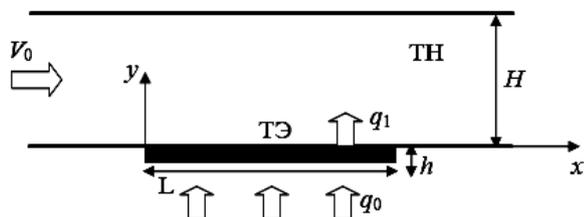


Рис. 1. Схема теплообмена

Задача рассматривается в модели средних параметров, в которой физические свойства ТЭ и ТН считаются постоянными, равными средним значениям фактических параметров. Такое приближение обосновано для ТЭ в [2], а для ТН – малостью разностей температур в рабочем режиме ТЭ. Теплоперенос в потоке ТН описывается уравнением турбулентного теплопереноса [15-18]:

$$\rho C_p \mathbf{u} \cdot \nabla T = \text{div}(\lambda \nabla T) + Q_d. \quad (1)$$

Здесь ρ, C_p – плотность и удельная теплоемкость ТН,

\mathbf{u} – усредненное по Рейнольдсу поле скоростей ТН,

λ – турбулентный коэффициент теплопроводности, принимаемый на основе турбулентного числа Прандтля в рамках модели Кейса-Кроуфорда,

Q_d – скорость диссипации турбулентной энергии.

Уравнения теплопереноса в ТЭ в используемой модели средних параметров имеют вид [1, 2]:

$$q_0 = \alpha j T_0 - \frac{j^2 h}{2\sigma} - \frac{\Lambda}{h} (T_1 - T_0), \quad (2)$$

$$q_1 = \alpha j T_1 + \frac{j^2 h}{2\sigma} - \frac{\Lambda}{h} (T_1 - T_0). \quad (3)$$

Здесь σ – удельная электропроводность,

α – коэффициент Зеебека,

Λ – коэффициент теплопроводности термоэлектрического материала,

h – толщина ТЭ,

j – плотность электрического тока в ТЭ.

В качестве входного условия температуры потока принята постоянная температура ТН, а

все остальные участки границы, кроме ТЭ, считаются теплонепроницаемыми. Для гидродинамической задачи на выходе задавалось давление, а для того, чтобы в тепловой задаче отсутствовал кондуктивный теплоперенос, было необходимо расположить выходную границу на достаточном удалении от ТЭ. Для гидродинамической стабилизации течения введена буферная зона, а входное распределение скоростей было задано в форме автомодельного турбулентного профиля.

Уравнения (1–3) приведены к безразмерным переменным с целью преобразования в рамках теории подобия:

$$j = j_m \zeta, \quad q = q_m \tilde{q}, \quad T = T_{\text{вх}} (1 + \theta), \quad (4)$$

$$x = H \xi, \quad y = H \eta,$$

Здесь введены масштабы плотностей потока тепла и электрического тока

$$q_m = \frac{\lambda T_{\text{вх}}}{H}, \quad j_m = \frac{\Lambda}{\alpha h}. \quad (5)$$

В результате преобразований (4), (5) уравнение теплопереноса (1) принимает вид:

$$\text{Pe} \mathbf{v} \cdot \nabla \theta = \text{div} \left(\frac{\lambda}{\lambda_0} \nabla \theta \right) + \tilde{Q}_d, \quad (6)$$

где \mathbf{v} – нормированное к среднему значению V распределение скорости по сечению потока. Преобразование уравнений (2), (3) с использованием (4), (5) приводит к граничному условию вида [12]:

$$-\frac{\partial \theta}{\partial \eta}(\xi, 0) = Q + \Upsilon \theta(\xi, 0), \quad 0 < \xi < \xi_0. \quad (7)$$

Здесь $\xi_0 = L / H$,

$$\text{Pe} = \frac{V \rho C_p H}{\lambda} \quad (8)$$

– число Пекле для ТН,

$$Q = \frac{\tilde{q}_0}{1 + \zeta} + \Upsilon \left(1 + \frac{2 + \zeta}{2z} \right), \quad \Upsilon = \frac{\zeta^2}{\chi(1 + \zeta)} \quad (9)$$

– безразмерные параметры ТЭ, характеризующие его как тепловой источник, z – коэффициент Иоффе,

$$\chi = \frac{\lambda h}{\Lambda H} \quad (10)$$

– симплекс геометрических и физических параметров ТЭ и ТН.

Из уравнения (6) и граничного условия (7) следует, что решение пропорционально однородной плотности источников Q . На решение задачи оказывают влияние два критериальных отношения Re и Υ , а также профиль безразмерной скорости, определяемый числом Рейнольдса (Re). На практике вместо числа Re часто применяют число Прандтля для описания теплопереноса в турбулентном потоке с использованием числа Re . Таким образом, общая структура решение задачи будет иметь следующий вид:

$$T = T_{вх} + T_{вх} Q \Phi \left(\frac{x}{H}, \frac{y}{H}; Re, Pr, \Upsilon \right). \quad (11)$$

Из формулы (11) следует, что температура вдоль поверхности ТЭ со стороны ТН будет описываться следующим образом:

$$\theta = Q \Phi_0 \left(\frac{x}{H}; Re, Pr, \Upsilon \right). \quad (12)$$

С целью определения вида функции Φ_0 и её зависимости от критериальных параметров был проведен вычислительный эксперимент.

Вычислительный эксперимент

Для расчета распределения температуры в турбулентном потоке с поверхностными источниками тепла, определяемыми условием (7), была использована $k-\omega$ модель турбулентности, позволяющая получить сеточное решение в пристеночной зоне, дающей основной вклад в теплоотдачу. Геометрические параметры модельной системы: толщина охлаждающего потока $H = 5$ мм, охлаждаемая длина ТЭ $L = 150$ мм. Для получения турбулентного потока в качестве охлаждающей среды принята вода при 300 К, температурная зависимость параметров не учитывалась ввиду малого температурного диапазона нагрева. Скорость среды варьировалась в пределах $0,5 \div 4$ м/с. Варьирование числа Прандтля осуществлялось изменением вязкости теплоносителя, чтобы сохранять неизменными значения параметров Q и Υ . В результате использованный в расчетах диапазон изменения числа Рейнольдса состав-

вил $1500 \div 100000$, а числа Прандтля $0,98 \div 40$. Значение плотности электрического тока в ТЭ в реальных технических системах ограничено эффектом джоулева нагрева, и в идеальных условиях его максимально допустимая величина составляет $j_{max} = zj_m$ (например, это составляет 4 А/мм² для термоэлектрического материала $Bi_2Te_3(80)+Sb_2Te_3(20)$). Поэтому интервал варьирования плотности электрического тока составил $0 \div 4$ А/мм² (при этом $\Upsilon = 0 \div 2,5$).

Вид расчетной сетки представлен на рис. 2. Число узлов сетки составило около 618 тыс., число степеней свободы – 1815430, время решения задачи на 6-ядерном процессоре при использовании линейного решателя – $15 \div 24$ мин. Численный расчет производился в конечно-элементном комплексе программ Ansys [19].

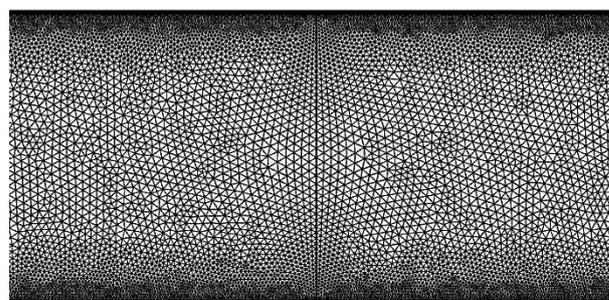


Рис. 2. Сетка узлов в расчетной области

На рис. 3-5 представлены зависимости рассчитанного температурного профиля по стенке от чисел Рейнольдса и Прандтля (рис. 3 и 4) и параметра Υ (рис. 5).

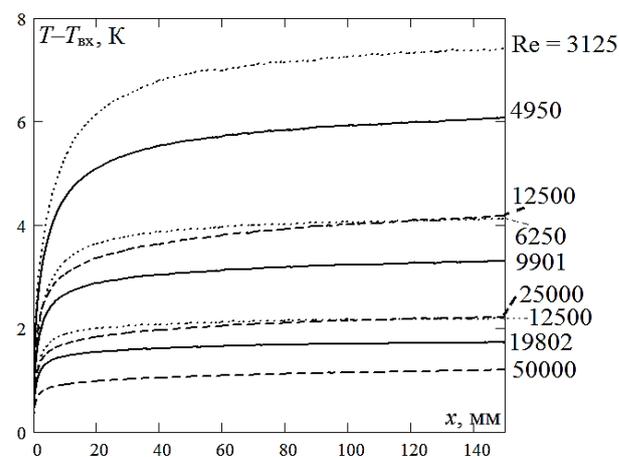


Рис. 3. Влияние числа Рейнольдса на профиль температуры по стенке при $\Upsilon = 0,2481$ и $Pr = 2,8$ (--) , $7,07$ (—) и $11,2$ (---)

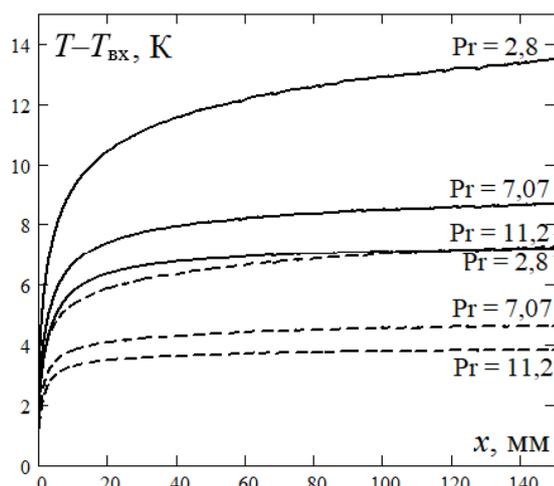


Рис. 4. Влияние числа Прандтля на профиль температуры по стенке при $\gamma = 0,8366$ и $Re = 6250$ (—) и 12500 (---)

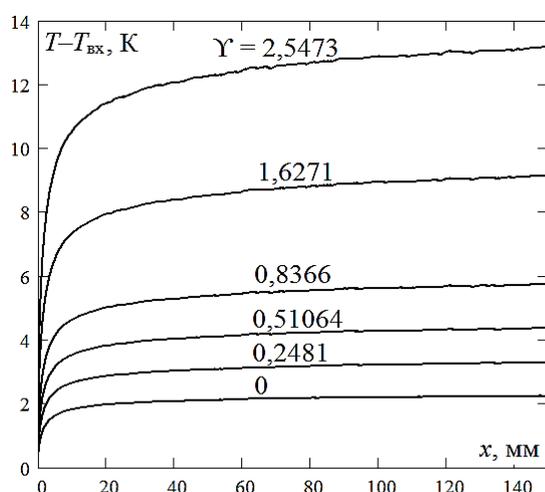


Рис. 5. Влияние параметра γ на профиль температуры по стенке при $Re = 9900$ и $Pr = 7,07$

Профили температуры на рис. 3-5 имеют схожий качественный вид, но наблюдается закономерное количественное различие и особенности формы кривых. Поэтому вначале необходимо разработать модель аппроксимирующей зависимости $\theta(x, Re, Pr, \gamma)$.

Разработка математической модели температурного профиля

Анализ температурных профилей в логарифмических координатах показал наличие трех участков с различным законом изменения (рис. 6).

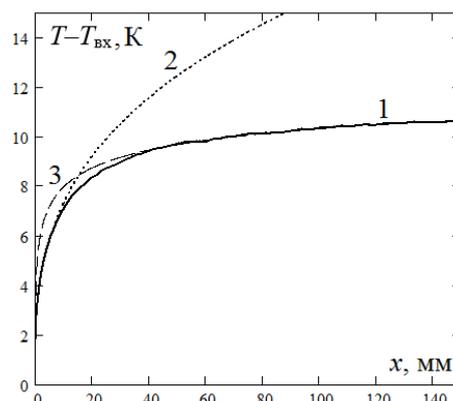


Рис. 6. Компоненты мультипликативной модели температурного профиля

Исходный профиль (кривая 1 на рис. 6) на начальном участке хорошо аппроксимируется корневой кубической зависимостью (кривая 2 на рис. 6):

$$\theta(x) = a \cdot \sqrt[3]{x}, \quad (13)$$

длина этого участка составляет $1 \div 5$ мм.

Основная часть профиля (начиная с $40 \div 60$ мм) хорошо описывается дробно-иррациональной функцией (кривая 3 на рис. 6):

$$\theta(x) = \frac{b \cdot \sqrt[3]{\frac{x}{l}}}{1 + \sqrt[3]{\frac{x}{l}}}. \quad (14)$$

Данные профили соединяются в переходной области. Нетрудно заметить, что формула (13) является частным случаем формулы (14) при малых значениях координаты x . Однако, как показывает численный анализ, соответствующий коэффициент a всегда меньше коэффициента b . Поэтому переход должен описываться стыковочной функцией с двумя уровнями.

Были опробованы различные модели (аддитивная, мультипликативная, со стыковочной функцией в форме сигмоиды, гауссовской кривой и экспоненциальной функции). Наилучшие результаты на всем наборе данных показала мультипликативная модель с экспоненциальной функцией, которая заменяла собой коэффициент b .

$$\theta(x) = \frac{a_0 \sqrt[3]{x} \cdot (1 - a_2 e^{-a_3 x})}{a_1 + \sqrt[3]{x}}. \quad (15)$$

Для правильного учета асимптотического характера температурного профиля был проведен расчет на утроенной длине (рис. 7), который обнаружил наличие линейного слагаемого в асимптотике. Как следует из задачи (6), (7), это слагаемое в главном приближении должно иметь вид:

$$\Delta\theta(x) = \frac{Qx}{H \cdot Pe},$$

Это предположение подтверждается прямым расчетом по профилю, приведенному на рис. 7: только при учете этого слагаемого в графике остатков отсутствует систематическое смещение.

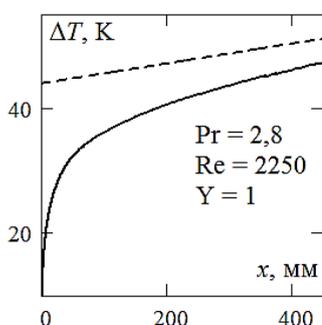


Рис. 7. Асимптотика температурного профиля, рассчитанная на утроенной длине

С учетом указанного слагаемого формула (15) модифицируется в виде:

$$\theta(x) = \left(\frac{a_0 \sqrt[3]{x}}{a_1 + \sqrt[3]{x}} + \frac{Qx}{H \cdot Pe} \right) (1 + \psi(x)), \quad (16)$$

где $\psi(x)$ – экспоненциально убывающая поправка начального участка.

Учет соображений теории подобия, сформулированных выше, позволяет представить данную модель в виде

$$\Psi_0(\xi) = \left(\frac{1}{a_0 + a_1 \cdot \sqrt[3]{1/\xi}} + \frac{\xi}{Pe} \right) (1 + \psi(\xi)). \quad (17)$$

Поправочный коэффициент $\psi(\xi)$ существенен только на небольшом начальном отрезке (менее 4 см), основная же часть профиля в модели (17) описывается всего двумя параметрами a_0 и a_1 , которые зависят только от критериальных отношений Re , Pr , Y . Формально модель (17) линеаризуется по этим параметрам. Однако при этом используется сильное обратное преобразование, которое

вносит заметную ошибку при расчете данных параметров. Поэтому для их корректного определения использован нелинейный вариант метода наименьших квадратов (МНК) непосредственно на основе модели (17).

Обработка результатов эксперимента

Ввиду сильной коррелированности коэффициентов a_i и параметров функции $\psi(\xi)$ их расчет целесообразно провести в два этапа. Вначале определяются параметры a_0 и a_1 на промежутке $40 \div 150$ мм в предположении $\psi(\xi) = 0$. Анализ остатков показывает, что при этом профиль описывается адекватно. Затем на промежутке $0 \div 40$ мм из профиля выделяется функция $\psi(\xi)$:

$$\psi(\xi) = \Psi_0(\xi) \left(\frac{1}{a_0 + a_1 \cdot \sqrt[3]{1/\xi}} + \frac{\xi}{Pe} \right)^{-1} - 1, \quad (18)$$

которая далее аппроксимируется экспоненциальными функциями.

Для выявления зависимости параметров a_i от Y был проведен расчет профилей при $Re = 9901$ и $Pr = 7,07$ с расширенным числом значений параметра Y , результаты которого приведены на рис. 8.

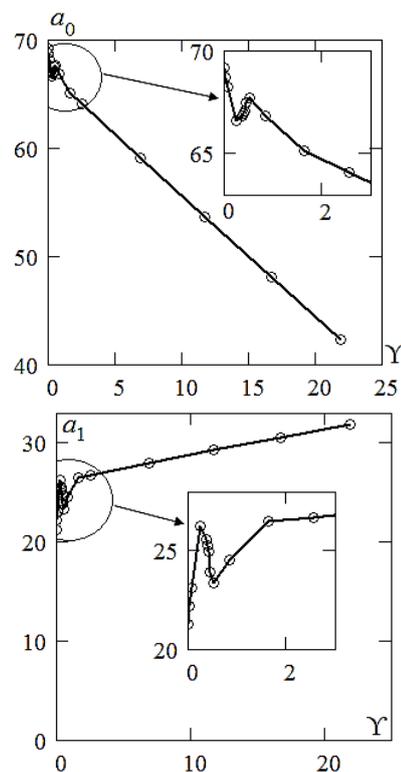


Рис. 8. Графики зависимости a_i от Y

На начальном участке до $\Upsilon = 1,5$ наблюдается anomальное нерегулярное поведение, связанное с изменением типа граничного условия. Вне этого участка зависимость коэффициентов a_0 и a_1 строго линейная, причем для коэффициента a_1 сравнительно слабая. Отклонение от линейной зависимости на начальном участке невелико (в пределах 5%), поэтому в дальнейшем этим anomальным участком пренебрегается и для коэффициента a_0 принимается линейная зависимость, восстанавливаемая по регулярному участку, а для коэффициента a_1 принимается среднее значение в качестве характерного.

Линейную зависимость коэффициента a_0 представим в виде

$$a_0 = a_{00}(\text{Re}, \text{Pr}) - (1 + \alpha)\Upsilon, \quad (19)$$

где зависимость $a_{00}(\text{Re}, \text{Pr})$ может быть, в пределах принятой ошибки, найдена по профилям при $\Upsilon = 0$.

Данные по коэффициенту a_{00} при нулевом токе представлены на рис. 9 в двойных логарифмических координатах.

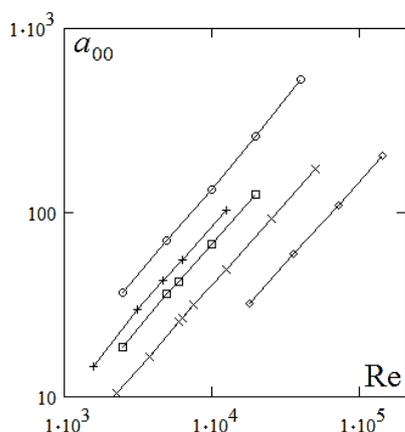


Рис. 9. Зависимость коэффициента a_{00} от числа Re при значениях числа Pr : \square – $\text{Pr} = 0,98$; \circ – $\text{Pr} = 2,8$; $+$ – $\text{Pr} = 7,07$; \diamond – $\text{Pr} = 11,2$; \times – $\text{Pr} = 40$

Спрявление зависимостей на рис. 9 означает, что для $a_{00}(\text{Re}, \text{Pr})$ может быть использована мультипликативно-степенная модель $A \cdot \text{Re}^n \text{Pr}^m$, обработкой которой по МНК получено выражение

$$a_{00}(\text{Re}, \text{Pr}) = 0,006 \cdot \text{Re}^{0,92} \text{Pr}^{0,45}. \quad (20)$$

Отметим, что это выражение коррелирует с формулой М.А. Михеева, отличия связаны с использованным определением числа Re и диапазоном его изменения.

Коэффициент α определялся по наклону прямой, проведенной по точкам при $\Upsilon = 6$ и 8 для исключения влияния нерегулярного участка (рис. 8). Полученные значения не обнаруживают регулярной зависимости от числа Re , а зависимость от Pr хорошо аппроксимируется обобщенной степенной функцией (рис. 10).

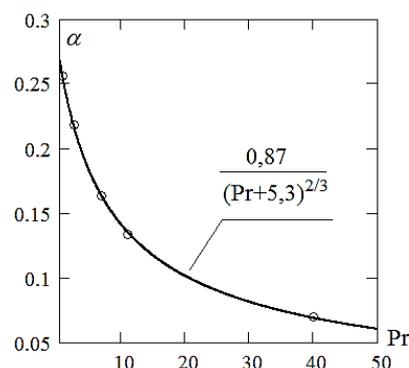


Рис. 10. Зависимость коэффициента α от числа Pr

Результирующее выражение для коэффициента a_0 с учетом формул (19), (20) имеет вид:

$$a_0(\text{Re}, \text{Pr}) = 0,006 \cdot \text{Re}^{0,92} \text{Pr}^{0,45} - \Upsilon \cdot \left(1 + \frac{0,87}{(\text{Pr} + 5,3)^{2/3}} \right). \quad (21)$$

Значение коэффициента a_1 определялось по температурным профилям для типичного значения $\Upsilon = 2,5$, соответствующего регулярному участку на рис. 8.

При исследовании зависимости $a_1(\text{Re}, \text{Pr})$ в отношении к коэффициенту a_{00} (рис. 11) было обнаружено, что в области развитой турбулентности ($\text{Re} > 10000$) это отношение не зависит от числа Re , а в переходной области возрастает с уменьшением Re закономерным образом, характерным для степенного закона.

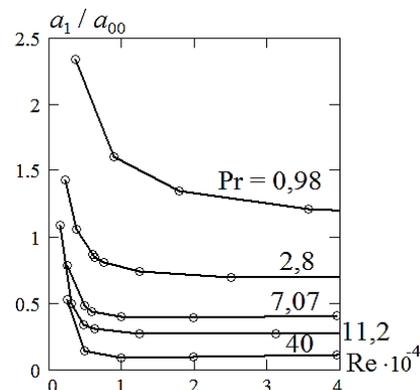


Рис. 11. Зависимость отношения a_1/a_{00} от чисел Re и Pr

Аппроксимация асимптотических значений отношения a_1/a_{00} обобщенно-степенной зависимостью показана на рис. 12. С использованием этой зависимости в рамках экспоненциальной модели была построена аппроксимация для коэффициента a_1 в промежуточной области.

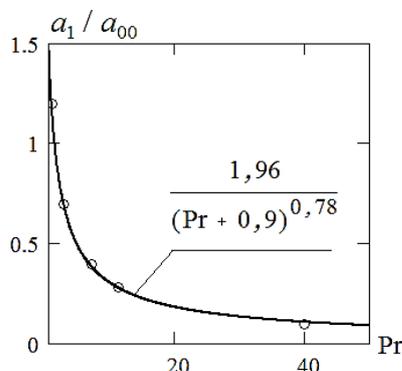


Рис. 12. Аппроксимация отношения a_1/a_{00}

В результате получено следующее выражение для коэффициента a_1 :

$$a_1(Re, Pr) = a_{00}(Re, Pr) \left[\frac{1,96}{(Pr+0,9)^{0,78}} + 2 \exp\left(-\frac{Re(1-0,74Pr^{-0,87})}{1500}\right) \right]. \quad (22)$$

На следующем этапе аппроксимации профилей с использованием числовых значений коэффициентов a_i , найденных по температурным профилям, по формуле (18) выделены функции $\psi(\xi)$. Как показал анализ полученных зависимостей (рис. 13), профиль состоит из двух экспоненциальных функций (точечная и штрих-пунктирная линии). Поэтому была выбрана модель из суммы двух экспонент с четырьмя коэффициентами.

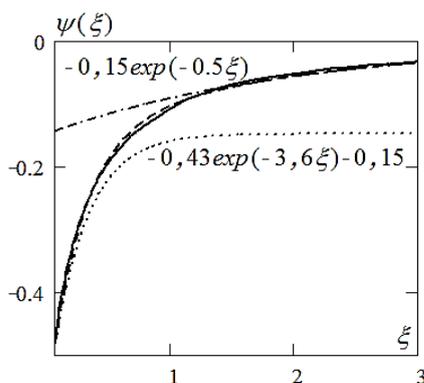


Рис. 13. Аппроксимация температурных профилей на начальном участке

Как видно из рис. 13, одна из экспонент существенна на небольшом промежутке (до 5 мм), что в практическом отношении незначимо, так как аппроксимация в этой области фактически выходит за рамки приближения, использованного при построении модели теплообмена. Поэтому далее учитывалась только другая экспонента, приближающая профиль на участке 5–40 мм:

$$\psi(\xi) = c_0 e^{-c_1 \xi}. \quad (23)$$

Анализ численных результатов, полученных по всем рассчитанным профилям, показал, что коэффициенты экспонент не зависят от параметра γ , поэтому для построения аппроксимации были использованы только профили при нулевом токе.

Коэффициент c_1 не показывает закономерного изменения при варьировании чисел Pr и Re и имеет значение около 0,5, которое и было принято для формулы (23).

Исследование коэффициента c_0 показывает (рис. 14), что с увеличением числа Рейнольдса его значение быстро стремится к нулю.

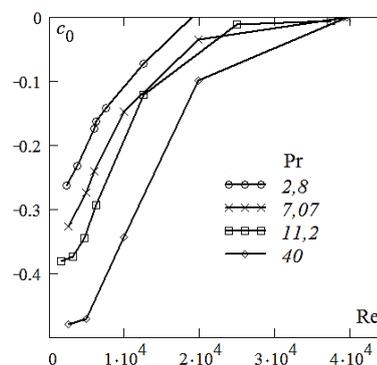
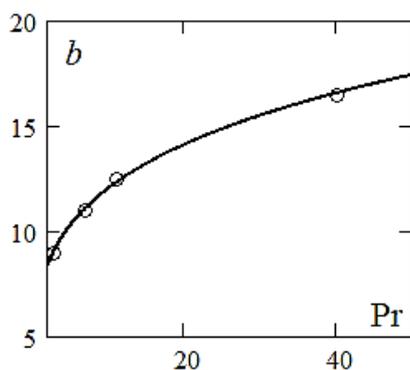


Рис. 14. Зависимость коэффициента c_0 от Re и Pr

При этом наклон кривых в точке перегиба остается постоянным. Таким условиям удовлетворяет функция Гаусса вида:

$$f(x) = -\frac{7}{\sqrt{2e}} \cdot \frac{b}{100} \cdot e^{-\left(\frac{x}{1000b}\right)^2}. \quad (24)$$

Числовой коэффициент в формуле (24) выбран так, чтобы наклон кривой в точке перегиба (24) соответствовал таковому на графиках (рис. 14). Коэффициент b , полученный обработкой графиков рис. 14 по формуле (24), хорошо описывается степенной функцией $7,1 \cdot Pr^{0,23}$, как показано на рис. 15.


 Рис. 15. Зависимость коэффициента b от Pr

Таким образом, коэффициент c_0 описывается формулой:

$$c_0 = -0,213 Pr^{0,23} \cdot \exp\left(-\left(\frac{Re}{7100 \cdot Pr^{0,23}}\right)^2\right), \quad (25)$$

а для функции $\psi(\xi)$ с учетом (25) имеем:

$$\psi(\xi) = -0,213 Pr^{0,23} \cdot \exp\left(-\left(\frac{Re}{7100 \cdot Pr^{0,23}}\right)^2 - \frac{\xi}{2}\right). \quad (26)$$

Окончательная аппроксимация температурного профиля определяется формулами (17), (21), (22), (26). Нетрудно заметить, что структура получаемого выражения имеет вид:

$$\Phi_0(\xi) = \left[\frac{1}{a_{00} \left(1 + \beta \sqrt[3]{1/\xi}\right) - (1 + \alpha)\gamma + \frac{\xi}{Pe}} \right] \cdot \left(1 - c_0 e^{-\xi/2}\right), \quad (27)$$

где коэффициент β определяется выражением в квадратных скобках в формуле (22), а выражение для коэффициента α приведено на рис. 10.

Формула (27) позволяет определить тепловые параметры теплообмена между ТЭ и теплоносителем.

Обсуждение результатов

Для определения числа Нуссельта рассмотрим одномерное уравнение теплообмена, получаемое интегрированием уравнения (6) по

поперечному сечению потока теплоносителя. Пренебрегая тепловыделением за счет диссипации турбулентной энергии, переходя к нормированным переменным (12) и вводя среднюю массовую температуру потока Φ_m , запишем уравнение баланса энергии в виде:

$$Pe \frac{d\Phi_m}{d\xi} = 1 + \Upsilon \Phi_0(\xi). \quad (28)$$

Решение уравнения (28) с заданной функцией Φ_0 (формула (27)) есть

$$\Phi_m(\xi) = \frac{\xi}{Pe} + \frac{\Upsilon}{Pe} \int_0^\xi \Phi_0(\xi') d\xi'. \quad (29)$$

Локальное число Нуссельта, определяемое по отношению к среднemasовой температуре, в используемых безразмерных переменных задается выражением:

$$Nu_\Upsilon = \frac{1 + \Upsilon \Phi_0(\xi)}{\Phi_0(\xi) - \Phi_m(\xi)}. \quad (30)$$

Учитывая в выражении (30) решение (29), получим

$$Nu_\Upsilon = \frac{1 + \Upsilon \Phi_0(\xi)}{\Phi_0(\xi) - \frac{\xi}{Pe} - \frac{\Upsilon}{Pe} \int_0^\xi \Phi_0 d\xi'}. \quad (31)$$

С учетом малости значений функции Φ_0 и больших значений числа Pe в турбулентном потоке интегральным слагаемым в знаменателе формулы (31) можно пренебречь. Тогда общее выражение для числа Нуссельта в рассматриваемой задаче будет иметь вид:

$$Nu_\Upsilon = \frac{1 + \Upsilon \Phi_0(\xi)}{\Phi_0(\xi) - \frac{\xi}{Pe}}. \quad (32)$$

Это выражение упрощается на регулярном участке, на котором экспоненциальная функция в (27) стремится к нулю. Тогда выражение (32) в пренебрежении несущественными слагаемыми переходит в

$$Nu_\Upsilon = a_{00} \left(1 + \beta \sqrt[3]{1/\xi}\right) - \alpha \Upsilon. \quad (33)$$

При $\Upsilon = 0$ формула (33) должна переходить в формулу для локального числа Нуссельта на начальном участке Nu_x , выражение

для которого может отличаться от написанного при рассмотрении других условий теплообмена на начальном участке. Поэтому, обобщая полученный результат (33), мы можем написать для теплообмена с ТЭ формулу

$$Nu_{\gamma} = Nu_x - \alpha \gamma. \quad (34)$$

Выражение (34) определяет поправку к известным зависимостям для начального участка при их использовании для расчета термоэлектрического охлаждения. В частности, решению (27) теперь можно придать вид:

$$\Phi_0(\xi) = \left(\frac{1}{Nu_x - (1 + \alpha)\gamma} + \frac{\xi}{Pe} \right) \cdot \left(1 - c_0 e^{-\xi/2} \right). \quad (35)$$

Отсюда следует, что может оказаться ситуация, в которой выражение в знаменателе формулы (35) обращается в нуль при некотором значении x , что соответствует неограниченному росту температуры. Такое поведение объясняется тем, что при малой скорости теплоотдачи в теплоноситель, определяемой числом Нуссельта, скорость возрастания теплопроизводства $\gamma \Phi_0(\xi)$, производимого термоэлементом, не успевает погаситься теплоотводом в теплоноситель. Это может привести к неустойчивости теплообмена, выражающейся в неограниченном росте температуры.

Для проверки этого предположения был сделан пробный расчет с параметрами в околокритической области. Результаты расчета показаны на рис. 16.

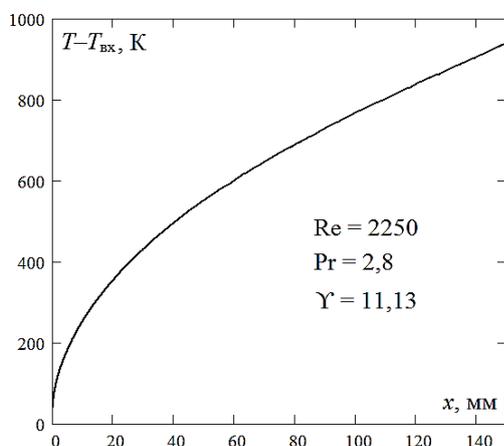


Рис. 16. Температурный профиль в критическом режиме

В реальных технических системах такой эффект явно не проявляется, ввиду резкого уменьшения коэффициента Зеебека и, как следствие, параметра γ с ростом температуры. Однако околокритические режимы нежелательны ввиду неэффективности термоэлектрического охлаждения.

Заключение

Полученные результаты могут быть использованы для корректного расчета термоэлектрических теплообменников, в том числе и для определения критических режимов, при которых возможны неустойчивые решения. Предложенная двухэтапная методика аппроксимации переходного температурного профиля позволяет получать эффективные аппроксимации и в других аналогичных задачах.

Литература

1. Мартыновский В.С. Циклы, схемы и характеристики термотрансформаторов. М.: Энергия, 1979. 288 с.
2. Анатычук Л.И. Термоэлементы и термоэлектрические устройства. Киев: Наукова Думка, 1979. 768 с.
3. Perspectives on thermoelectrics: from fundamentals to device applications / M. Zebarjadi, K. Esfarjani, M.S. Dresselhaus, Z.F. Ren, G. Chen // Energy & Environmental Science. 2012. V.5. No 1. pp. 5147-5162.
4. Аналитическая оценка влияния термоэлектрических эффектов на интенсификацию теплоотдачи от охлаждаемой оребренной поверхности / И.М. Илюхин, А.В. Кретинин, М.И. Кирпичев, В.Г. Стогней // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2014. Т. 10. № 1. С. 44-46.
5. Горобец Н.В., Охрем В.Г. Термоэлектрический охладитель Пельтье с дополнительным проводящим элементом // Прикладная физика. 2007. № 4. С. 124-127.
6. Моделирование режима Q_{max} термоэлектрического охладителя с учетом тепловых сопротивлений на холодной и горячей стороне / А.А. Мельников, А.М. Пири, И.В. Тарасова, Н.В. Батрамеев // Физика и техника полупроводников. 2017. Т. 51. № 7. С. 896-899.
7. Zaykov V., Mescheryakov V., Zhuravlov Yu. Analysis of Relationship Between the Dynamics of a Thermoelectric Cooler and Its Design and Modes Of Operation // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. 2018. V. 1/8. No 91. pp. 12-23.
8. Mathematical modeling of hydrodynamics and heat exchange in liquid channels of the thermoelectric cooling module / A.V. Kretinin, S.L. Podvalny, D.P. Shmatov, E.E. Spitsyna // Journal of Physics: Conference Series. 2019. Vol. 1203. pp. 012049.
9. Модель теплопередачи в проточном теплообменнике с термоэлектрическим охлаждающим элементом / И.Л. Батаронов, А.В. Кретинин, В.Ф. Селиванов, Е.Е. Спицына, Т.А. Надеина // Альтернативная и интеллектуальная энергетика: материалы Междунар. науч.-практ. конф. Воронеж: ВГТУ, 2018. С. 119-120.
10. A model of heat transfer in counter-current heat exchanger with a thermoelectric cooling element / I.L. Bataronov, A.V. Kretinin, V.F. Selivanov, E.E. Spitsyna, T.A. Nadeina // 2018 International Theoretical and Practical Conference on Alternative and Smart Energy (TPCASE 2018): Proc. Lancaster: DESTech Publication inc. 2019. pp. 30-36.

11. Анализ методик расчета теплопередачи в системах термоэлектрического охлаждения теплонапряженных элементов / С.В. Бородкин, А.В. Иванов, И.Л. Батаронов, А.В. Кретинин // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2021. Т. 17. № 1. С. 21-31.

12. Моделирование распределения температуры на термoelemente при охлаждении ламинарным потоком / О.А. Дорохова, И.Л. Батаронов, Т.А. Надеина, Н.А. Ююкин // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 6. С. 59-68.

13. Dezhina O.A., Bataronov I.L. Finite-element stationary model of heat transfer in systems with thermoelectric elements // Антропоцентрические науки в образовании: материалы XVI Междунар. науч.-практ. конф. Воронеж, 2022. С. 345-349.

14. Дорохова О.А. к-ε модельный расчет температурного профиля вдоль термоэлектрического модуля при охла-

ждении турбулентным потоком // Физико-математическое моделирование систем: материалы XXIV Международного семинара. Воронеж: ВГТУ, 2023. С. 31-42.

15. Кутателадзе С.С. Основы теории теплообмена. М.: Атомиздат, 1979. 416 с.

16. Кутателадзе С.С. Теплопередача и гидродинамическое сопротивление. М.: Энергоатомиздат, 1990. 367 с.

17. Петухов Б.С., Генин Л.Г., Ковалев С.А. Теплообмен в ядерных энергетических установках. М.: Атомиздат, 1974. 408 с.

18. Жакаускас А.А. Конвективный перенос в теплообменниках. М.: Наука, 1982. 472 с.

19. ANSYS CFD User's Guide. Canonsburg, PA: ANSYS Inc., 2014.

Поступила 01.10.2024; принята к публикации 29.11.2024

Информация об авторах

Дорохова Оксана Андреевна – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: dezhinaksu@mail.ru

Батаронов Игорь Леонидович – д-р физ.-мат. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), e-mail: i-bataronov@mail.ru

Надеина Татьяна Анатольевна – канд. физ.-мат. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: nadtana@gambler.ru

Ююкин Николай Алексеевич – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: yuyukin_n@mail.ru

MODELING OF HEAT EXCHANGE OF A THERMOELECTRIC MODULE WITH A TURBULENT FLOW IN THE FRAMEWORK OF THE $k-\omega$ TURBULENCE MODEL

O.A. Dorokhova¹, I.L. Bataronov^{1,2}, T.A. Nadeina¹, N.A. Yuyukin¹

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²Zhukovsky-Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract: a two-dimensional problem of heat exchange between a turbulent flow and a thermoelectric cooling module is considered. The physical properties of the thermoelectric element and the coolant are considered constant, equal to the average values of the physical parameters. The calculation is carried out in the $k-\omega$ turbulence model, which makes it possible to obtain a solution in the wall zone. The analysis within the framework of similarity theory showed that the profiles of the normalized temperature difference depend on the Reynolds and Prandtl numbers and the parameter Υ of the thermoelectric element. It is found that the coordinate dependence at the initial section of the profile is represented by a cubic root, and the main part of the profile is a fractional irrational function supplemented by a linear asymptotic dependence. Due to the strong correlation of the coefficients of the model, the calculation was carried out in two stages. At the first stage, two parameters of the main part of the profile are determined. It is shown that they linearly depend on the criterion ratio Υ , and the dependence on Re and Pr is similar to the formula of M.A. Mikheev. At the second stage, the correction factor of the initial section is found, which was approximated by exponential functions. It is established that the correction factor depends only on the numbers Re and Pr. Based on the one-dimensional energy balance equation, an expression for the local Nusselt number is obtained, which differs from that without a thermoelectric element by subtracting the parameter Υ multiplied by a coefficient depending on the number Pr. Detected the existence of a critical regime that occurs when the values of the numbers Nu and Υ approach

Key words: heat transfer, thermoelectric coolers, temperature field, finite element method, correlations

References

1. Martinovsky V.S. "Cycles, schemes and characteristics of thermotransformers" ("Tsikly, shemy i harakteristiky termotransformatorov"), Moscow, Energiya, 1979, 288 p.
2. Anatichek L.I. "Thermoelements and Thermoelectric Devices" ("Termoelementy i termoelektricheskie ustroictva"), Kiev, Naukova Dumka, 1979, 768 p.
3. Zebarjadi M., Esfarjani K., Dresselhaus M.S., Ren Z.F., Chen G. "Perspectives on thermoelectrics: from fundamentals to device applications", *Energy & Environmental Science*, 2012, vol. 5, no 1, pp. 5147–5162.

4. Ilyukhin I.M., A.V. Kretinin M.I. Kirpichev, Stogney V.G. “Analytical assessment of effects on thermoelectric heat transfer enhancement from the cooling finned surfaces”, *Bulletin of Voronezh State Technical University*, 2014, vol. 10, no 4, pp. 44–46.
5. Gorobez N.V., Okhrem V.G. “Peltier thermoelectric cooler with additional conducting element”, *Plasma Physics Reports*, 2007, no 4, pp. 124-127.
6. Melnikov A.A., Phiri A.M., Tarasova I.V., Batrameev N.V. “Modeling of Qmax mode of a thermoelectric cooler taking into account thermal resistances on cool and hot side”, *Semiconductors*, 2017, vol. 51, no 7, pp. 896–899.
7. Zaykov V., Mescheryakov V., Zhuravlov Yu. “Analysis of relationship between the dynamics of a thermoelectric cooler and its design and modes of operation”, *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2018, vol. 1/8, no 91, pp. 12-23.
8. Kretinin A.V., Podvalny S.L., Shmatov D.P., Spitsyna E.E. “Mathematical modeling of hydrodynamics and heat exchange in liquid channels of the thermoelectric cooling module”, *Journal of Physics: Conference Series*, 2019, vol. 1203, p. 012049.
9. Bataronov I.L., Kretinin A.V., Selivanov V.F., Spysina E.E., Nadeina T.A. “Model of heat transfer in a flow-through heat exchanger with a thermoelectric cooling element”, *Int. sci. and pract. Conf. on Alternative and Smart Energy (TPCASE 2018): Mater.*, Voronezh, Voronezh State Technical University, 2018, pp. 119-120.
10. Bataronov I.L., Kretinin A.V., Selivanov V.F., Spysina E.E., Nadeina T.A. “A model of heat transfer in counter-current heat exchanger with a thermoelectric cooling element”, *2018 International Theoretical and Practical Conference on Alternative and Smart Energy (TPCASE 2018): Proc.*, Lancaster, DESTech Publication inc., 2019, pp. 30-36.
11. Borodkin S.V., Ivanov A.V., Bataronov I.L., Kretinin A.V. “Analysis of methods for calculating heat transfer in thermoelectric cooling systems for heat-stressed elements”, *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2021, vol. 17, no 1, pp. 21–31.
12. Dorokhova O.A., Bataronov I.L., Nadeina T.A. Yuyukin N.A. “Simulation of temperature distribution on a thermoelectric element during laminar flow cooling”, *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no 6, pp. 59–68.
13. Dezhina O.A., Bataronov I.L. “Finite-element stationary model of heat transfer in systems with thermoelectric elements”, *XVI Int. and pract. Conf. Anthropocentric sciences in education: Proc.*, Voronezh, 2022. P. 345-349.
14. Dorokhova O.A. “k-ε model calculation of the temperature profile along a thermoelectric module when cooled by a turbulent flow”, *XXIV Int. sem. Physical and mathematical modeling of systems: Pros.*, Voronezh, Voronezh State Technical University, 2023, pp. 31-42.
15. Kutateladze S.S. “Fundamentals of heat transfer theory” (“Osnovy teorii teploobmena”), Moscow, Atomizdat, 1979, 416 p.
16. Kutateladze S.S. “Heat transfer and hydrodynamic resistance” (“Teploperedacha i gidrodinamicheskoe soprotivlenie” Теплообмен и сопротивление при ламинарном течении жидкости в трубах), Moscow, Energoatomizdat, 1990, 367 p.
17. Petukhov B.S., Genin L.G., Kovalev S.A. “Heat transfer in nuclear power plants” (“Teploobmen v yadernyh energeticheskikh ystanovkakh”), Moscow, Atomizdat, 1974, 408 p.
18. Zhukauskas A.A. “Convective transfer in heat exchangers” (“Convectivnyi perenos v teploobmennikah”), Moscow, Nauka, 1982, 472 p.
19. ANSYS CFD User’s Guide. Canonsburg, PA: ANSYS Inc., 2014.

Submitted 01.10.2024; revised 29.11.2024

Information about the authors

Oksana A. Dorokhova – Postgraduate Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: dezhinaksu@mail.ru

Igor L. Bataronov – Dr. Sc. (Physical and Mathematical), Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N.E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Air Force Academy» (54a Starykh Bolshevikov str., Voronezh 394064, Russia), e-mail: i-bataronov@mail.ru

Tatyana A. Nadeina – Cand. Sc. (Physical and Mathematical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: nadtana@rambler.ru

Nykolay A. Yuyukin – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: yuyukin_n@mail.ru

ИССЛЕДОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ ПОЛЕТА ГИБРИДНОГО ДВУХМОТОРНОГО АППАРАТА

В.Б. Фурсов¹, Ю.В. Писаревский², Ж.А. Ген²¹Закрытое акционерное общество «МЭЛ», г. Воронеж, Россия²Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: исследование движения гибридного летательного аппарата определяется необходимостью создания перспективных видов воздушной техники. В настоящее время могут быть разработаны летательные аппараты новой конструкции, аппараты гибридного типа, отличающиеся своей конструкцией и функциональностью. Форма гибридного дирижабля приближена к крылу самолета. Это позволяет получить во время полета дополнительную подъемную силу и скорость. Огромный потенциал подобных летательных аппаратов в малоразмерной версии практически не используется. Создание подобных летательных аппаратов сдерживается необходимостью проведения исследований в области динамики полета. Обеспечение устойчивости полета любого летательного аппарата является наиболее важным фактором, определяющим перспективность конструкции летательного аппарата. Для летательных аппаратов легче воздуха статическая устойчивость связана с устойчивым состоянием в режиме зависания, но в данном случае речь идет о динамической неустойчивости, которая наблюдается только во время движения и, как правило, зависит от скорости перемещения. При этом наибольшую опасность представляет продольная неустойчивость. В статье рассматривается динамическая устойчивость летательного аппарата с положительной плавучестью эллиптической формы. Исследования показывают, что при некоторой определенной скорости устойчивость летательного аппарата теряется и без дополнительной активной стабилизации полет неустойчив уже на малых скоростях. При моделировании использовался квазидинамический метод — функции сопротивления полету при различном положении летательного аппарата получены численно для стационарного движения, что при малых скоростях не должно приводить к большой ошибке моделирования

Ключевые слова: гибридный двухмоторный аппарат, моделирование, неустойчивость полета, угол атаки, колебания

Введение

Вопрос об устойчивости полета любого летательного аппарата является определяющим [1, 2], так как может значительно изменить конструкцию или вообще остановить разработку в виду бесперспективности конструкции. У самолета статическую устойчивость рассматривают при полете с закрепленными рулями. Для аппарата легче воздуха статическая устойчивость связана с устойчивым состоянием при зависании на месте: центр масс ниже точки приложения подъемной силы всплытия и чем значительнее расстояние между этими точками, тем устойчивей аппарат. В данном случае речь идет о динамической неустойчивости, которая наблюдается только во время движения и, как правило, зависит от скорости: чем больше скорость, тем больше вероятность неустойчивого состояния. В [1] отмечается экспериментально наблюдаемые колебания аппарата легче воздуха уже при малых скоростях полета.

В авиации различают продольную устойчивость, связанную с углом атаки (тангаж), и поперечную: крен и рыскание [3]. В данном

случае рыскание скорее может быть связано с системой управления поворотом в горизонтальной плоскости, чем с аэродинамикой аппарата. Крен или колебания крена требуют отдельного рассмотрения и, предположительно, менее вероятны. Очевидно, что наибольшую опасность представляет продольная неустойчивость. Рассмотрим движение аппарата по прямой параллельно земле.

Уравнения полета

На рис. 1 приведена упрощенная схема сил, приложенных к аппарату при полете:

P — подъемная сила всплытия;
 mg — вес аппарата, приложенный к центру масс $O_{цм}$;
 F_t — сила тяги;
 F_x — сила лобового сопротивления;
 F_y — подъемная сила;
 M — момент сил от воздушной среды, относительно центра масс $O_{цм}$;
 α — угол атаки;
 a — расстояние между геометрическим центром O и центром масс $O_{цм}$.

Поступательное движение БЛА будет одинаковым и для геометрического центра, и для центра масс. Оно определяется уравнениями:

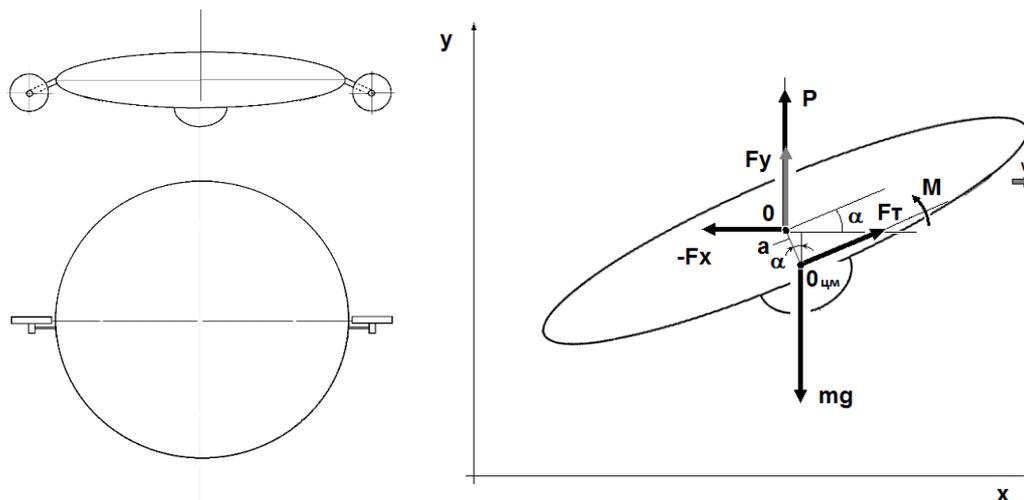


Рис. 1. Гибридный двухмоторный аппарат. Силы, действующие на аппарат при движении

$$m \frac{dv_x}{dt} = F_x(v_x, \alpha) + F_T \cos \alpha;$$

$$m \frac{dv_y}{dt} = F_y(v_x, \alpha) + F_T \sin \alpha;$$

$$\frac{dx}{dt} = v_x;$$

$$\frac{dy}{dt} = v_y,$$

где m — масса аппарата;

v_x, v_y — скорости по осям x и y ;

F_T — сила тяги винтов, действует по линии центра масс;

$F_x(v_x, \alpha)$ — сила лобового сопротивления как функция скорости v_x и угла атаки α ;

$F_y(v_x, \alpha)$ — подъёмная сила как функция скорости v_x и угла атаки α .

Уравнение вращения вокруг поперечной оси z для центра масс:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_z(v_x, \alpha) + (-F_x) \cdot a \cos \alpha - (F_y + P) \cdot a \sin \alpha;$$

$$\frac{d\alpha}{dt} = \omega,$$

где ω — угловая скорость вращения аппарата вокруг оси Z ;

J — момент инерции аппарата относительно центра масс;

$M_z(v_x, \alpha)$ — момент сил относительно оси центра масс как функция скорости v_x и угла атаки α , является несимметричной функцией относительно угла α ;

g — ускорение свободного падения;

a — расстояние между геометрическим центром и центром масс.

Картина скоростей воздуха при обтекании эллипсоида вращения показана на рис. 2.

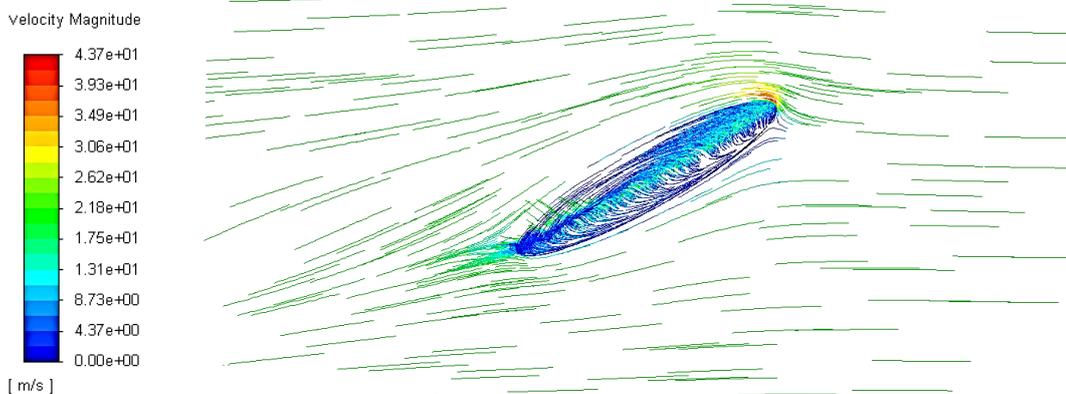


Рис. 2. Картина скоростей воздуха при обтекании эллипсоида вращения; $v = 20$ м/с, $\alpha = 30^\circ$

Три функции в виде табличных значений были получены путем численного моделирования обтекания аппарата под различными углами атак и скоростей. Соответствующие функции приведены на рис. 3. Полученные зависимости аппроксимированы кубическими сплайнами для дальнейших вычислений. Параметры модели: диаметр 1 м, масса 110 г, момент инерции 0,01 кгм², расстояние между центрами 0,05 м.

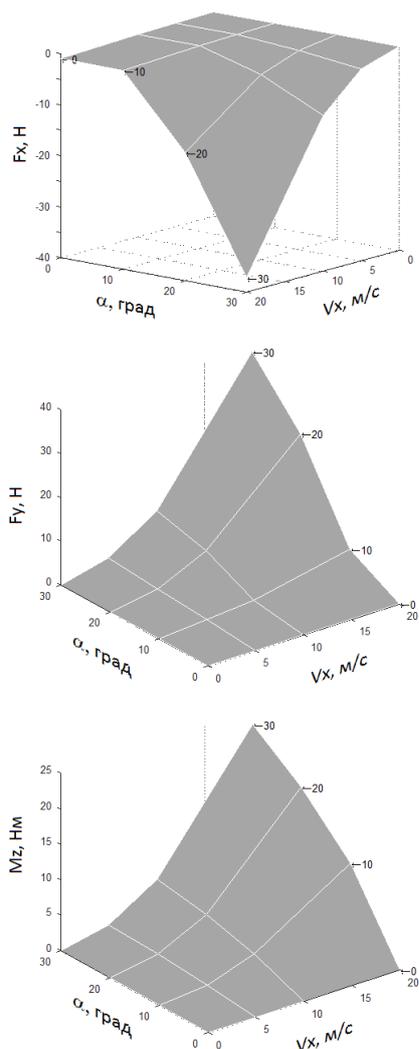


Рис. 3. Табличные функции $F_x(v_x, \alpha)$, $F_y(v_x, \alpha)$, $M_z(v_x, \alpha)$

Моделирование показывает, что колебательность присуща такому аппарату (рис. 4). На колебания с амплитудой 1 м и частотой меньше 0,01 Гц накладываются малые установившиеся колебания амплитудой 2-3 см и частотой 0,3 Гц, наблюдающиеся уже при скорости 1 м/с. С ростом скорости амплитуда колебаний растет, а частота падает и при скорости 4,6 м/с теряется устойчивость. При скорости 5 м/с аппарат почти сразу взмывает вверх. Начальный угол был принят 10°. При меньших значениях начального уг-

ла несколько затягивается весь процесс, но кончается он одним и тем же. Моделирование аппаратов большего размера даёт примерно такую же картину неустойчивости, но при других частотах и скоростях.

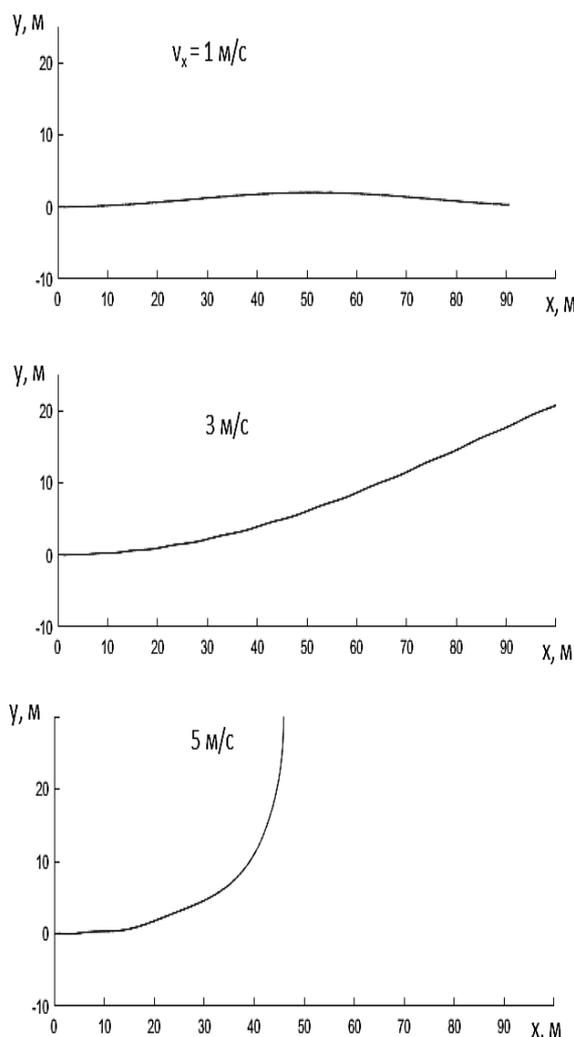


Рис. 4. Траектории полета при разных скоростях

На рис. 5 и 6 показано изменение координат аппарата и его скорости от времени при различных скоростях. Заметим, что, хотя рассматривается динамика процесса, на самом деле такое моделирование следовало бы назвать квазидинамическим. Основной аэродинамический расчет проводился для стационарного процесса и не затрагивал изменяющуюся во времени воздушную массу. В тоже время, можно предположить, что стационарность не приведет к значительной ошибке, т.к. слишком малы скорости в рассматриваемом диапазоне.

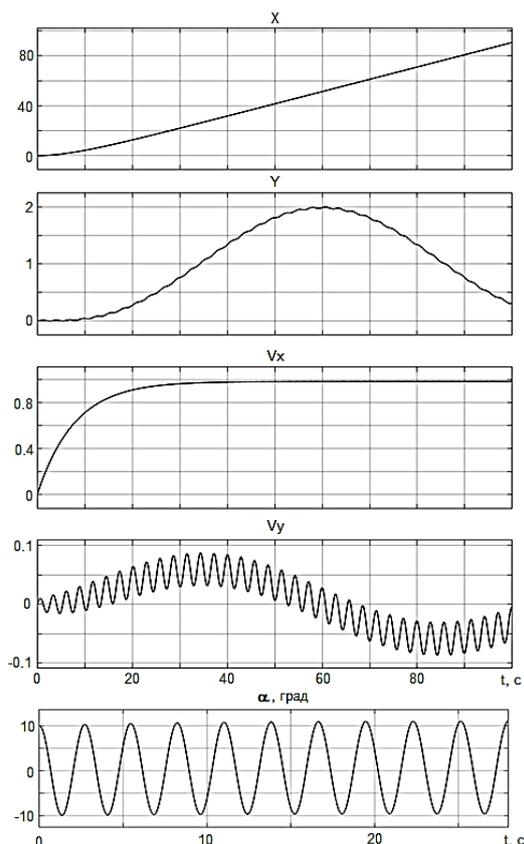


Рис. 5. Изменение координат, скорости и угла от времени при установившейся скорости 1 м/с

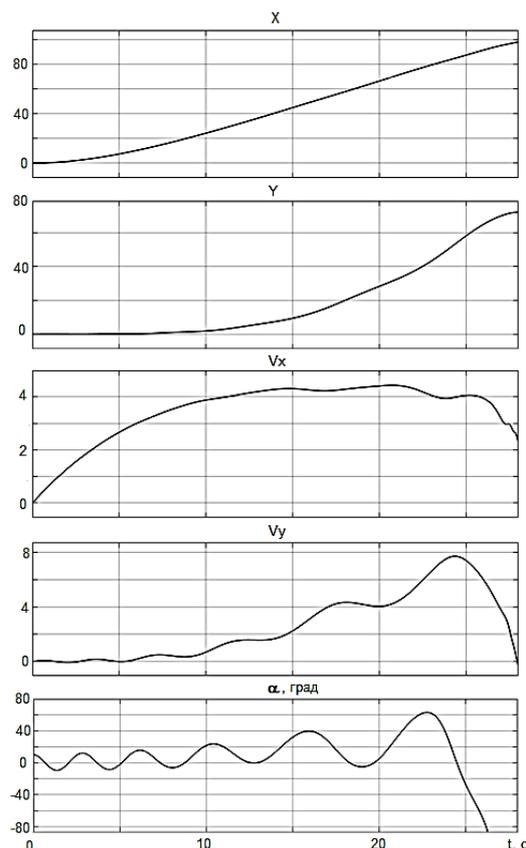


Рис. 6. Опрокидывание БЛА при скорости 4,6 м/с

Данное моделирование наводит на мысль: почему не стали летать, так называемые, дископланы? Даже наличие хвостового оперения не дает такой устойчивости, которая наблюдается у традиционного крыла. Несмотря на замечательные свойства дискового крыла (высокая подъемная сила, малый разбег, экономичность) с устойчивостью и управляемостью возникали проблемы [4].

Заключение

1. Летательному аппарату с положительной плавучестью эллиптической формы присуща колебательность полёта.
2. С ростом скорости амплитуда колебаний аппарата растет, а частота падает.
3. Исследования показывают, что при некоторой определённой скорости устойчивость летательного аппарата теряется.

Поступила 03.04.2024; принята к публикации 04.11.2024

Информация об авторах

Фурсов Владимир Борисович – канд. техн. наук, старший научный сотрудник, ЗАО «МЭЛ» (394006, Россия, г. Воронеж, ул. Красноармейская, 52Д, оф. 405), тел.: +7 (910) 245-19-96, e-mail: fvb273@inbox.ru

Писаревский Юрий Валентинович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7 (473) 243-77-12, e-mail: 2732558@mail.ru

4. Без дополнительной активной стабилизации полёт аппарата неустойчив.

Литература

1. Gorjup G., Liarokapis M. A low-cost, open-source, robotic airship for education and research. 2020. IEEE Access 8, pp. 70713-70721.
2. Егорова К.В. Имитационная модель управления полетом группы беспилотных летательных аппаратов на основе алгоритма пчелиной колонии // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2023. Т. 19. № 2. С. 68-71.
3. Саленко С.Д., Обуховский А.Д. Динамика полета. Устойчивость и управляемость летательных аппаратов: учебное пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2015. Ч. 2. 128 с.
4. Potts J.R., Crowther W.J. Disc-wing aerodynamics Fluid Mechanics Research Group, School of Engineering, University of Manchester, U.K. 2005. 218 p.

Ген Жанна Александровна – старший преподаватель, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7 (473) 243-77-20, e-mail: jeannagen@mail.ru

INVESTIGATION OF FLIGHT STABILITY OF A HYBRID TWIN-ENGINE VEHICLE

V.B. Fursov¹, Yu.V. Pisarevsky², Zh.A. Gen²

¹ Limited Liability Company «MEL», Voronezh, Russia

² Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the evaluation of the movement of a hybrid aircraft is defined by the necessity to create promising types of air vehicles. Currently, aircraft of a new design, hybrid-type vehicles can be developed — the aircrafts of a new design, which are differing in their construction and functionality. The shape of a hybrid airship is close to that of a wing of an airplane. Such a shape allows you to get additional lifting force and speed during the flight. The huge potential of such an aircraft in their small version is not used. The creation of such an aircraft is impeded by the absence of research in the field of flight dynamics. Ensuring the flight stability of any aircraft is the most important factor determining the promise of the new aircraft's design. For lighter-than-air aircraft, static stability is but this article is about dynamic instability associated with a stable state in hover mode, which is observed only during movement and, as a rule, depends on the speed. In such a case longitudinal instability presents the greatest dangers. This article describes the dynamic stability of an aircraft with positive buoyancy of an elliptical shape. Research shows that with a certain stability, the stability of flight resistance slows down, and without a reserve power reserve, the flight is already unstable at low speeds. The simulation used a quasi-dynamic method — the flight resistance functions for different positions of the aircraft were obtained numerically for stationary motion, which at low speeds should not lead to a large modelling error

Keywords: hybrid twin-engine vehicle, simulation, flight instability, angle of attack, oscillations

References

1. Gorjup G., Liarokapis M. “A low-cost, open-source, robotic airship for education and research”, *IEEE Access*, 2020, no. 8, pp. 70713-70721.
2. Egorova K.V. “Simulation model of flight control of a group of unmanned aerial vehicles based on the algorithm of a bee colony”, *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 2., pp. 68-71.
3. Salenko S.D., Obukhovskiy A.D. “Flight dynamics. Stability and controllability of aircraft. Part 2” (“Dinamika poleta. Ustoychivost' i upravlyayemost' letatel'nykh apparatov. Chast 2”), Novosibirsk, Izd-vo NGTU, 2015, 128 p.
4. Potts J.R., Crowther W.J. “Disc-wing aerodynamics Fluid Mechanics Research Group”, School of Engineering, University of Manchester, U.K., 2005, 218 p.

Submitted 03.04.2024; revised 04.11.2024

Information about the authors

Vladimir B. Fursov – Cand. Sc. (Technical), Senior Researcher, MEL LLC (52D Krasnoarmeyskaya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7 (910) 245-19-96, e-mail: fvb273@inbox.ru.

Yuri V. Pisarevsky – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7 (473) 2437712, e-mail: 2732558@mail.ru.

Zhanna A. Gen – Senior Lecturer, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7 (473) 2437720, e-mail: jeannagen@mail.ru.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА БПЛА

И.А. Болдырев, А.С. Кожин, А.В. Бурковский, А.В. Тикун, Т.Е. Черных

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: приводится обоснование актуальности обеспечения технологического суверенитета Российской Федерации в области исследования и разработки беспилотных авиационных систем и их компонентов, в частности, систем управления электрическими двигателями, входящих в состав винтомоторных групп мультироторных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Фактически единственным типом электрических двигателей для силовых установок беспилотных аппаратов являются синхронные электродвигатели на постоянных магнитах (СДПМ). Объектом исследования является векторное управление СДПМ, относящихся к классу неявнополюсных с синусоидальной электродвижущей силой (ЭДС). Приведено математическое описание СДПМ, включая систему уравнений, которая моделирует электромагнитные и механические процессы работы СДПМ в динамическом режиме работы и статические уравнения, моделирующие электромагнитные процессы в установившемся режиме работы двигателя. Описан принцип построения системы регулирования токов СДПМ и принцип построения системы регулирования частоты вращения СДПМ. Приведено условие эквивалентности методик управления неявнополюсным и явнополюсным СДПМ. Представлена Simulink-модель предлагаемой системы автоматического управления частотой вращения ротора и Simulink-модель предлагаемого регулятора электрической угловой скорости ротора. Изложен один из возможных методов построения системы управления электродвигателем винтомоторной группы БПЛА на основе векторного управления СДПМ с улучшенными свойствами переходных процессов, как в случае изменения задания, так и подавления возмущающих воздействий

Ключевые слова: беспилотные летательные аппараты, бесконтактный двигатель постоянного тока, синхронный двигатель на постоянных магнитах, векторное управление

Благодарности: работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FZGM-2024-0006)

Введение

В настоящее время во всем мире для решения различных задач все чаще используют беспилотные транспортные системы, особое распространение получили беспилотные летательные аппараты (БПЛА). Анализ информации показывает, что в нашей стране в области разработки и производства БПЛА имеется ряд проблем. Одной из важнейших проблем является то, что до недавнего времени узлы и агрегаты для БПЛА в нашей стране фактически не производились, а ввозились из-за рубежа, но сейчас возникла острая необходимость в сжатые сроки организовать производство этих компонентов на российских предприятиях. Однако для этого необходимо иметь методики, позволяющие осуществлять проектирование узлов и агрегатов с учетом назначения БПЛА. В области разработки систем управления бесконтактными электродвигателями винтомоторных групп, учитывающих такие характеристики как КПД и массогабаритные показатели электродвигателей, входящих в состав винтомоторных групп БПЛА, в нашей

стране наблюдается серьезное отставание от европейских конкурентов, что во многом связано с многолетним отсутствием потребности в подобных системах, несмотря на то, что разработка систем управления бесконтактными машинами, используемыми в системах автоматики, в нашей стране находится на весьма высоком техническом и технологическом уровне. В статье изложен один из возможных методов построения системы управления электродвигателем винтомоторной группы БПЛА на основе векторного управления PMSM с улучшенными свойствами переходных процессов как в случае изменения задания так и подавления возмущающих воздействий, что может послужить основой для проектирования системы управления электродвигателями БПЛА с улучшенными энергетическими и массогабаритными показателями, а также позволит повысить маневренность аппарата в целом.

На сегодняшний день синхронные электродвигатели на постоянных магнитах (СДПМ) нашли широкое применение в электроприводах различного назначения, в том числе в электрических силовых установках мультироторных БПЛА. Конструктивно СДПМ состоит из статора, представляющего собой шихтованный стальной магнитопровод с трехфазной обмот-

кой, уложенной в пазы, и ротора, который представляет собой постоянный магнит.

Объектом нашего исследования является векторное управление СДПМ, относящегося к классу неявнополюсных с синусоидальной ЭДС [1-3].

Математическое описание СДПМ

В СДПМ ток обмотки статора создает вращающееся магнитное поле с потокоцеплением $\bar{\Psi}_s$, при этом магнитные полюса статора притягивают противоположные полюса ротора, который представляет собой постоянный магнит, следствием этого процесса является возникновение момента, который вращает ротор за полем статора (рис. 1).

Векторное представление электромагнитных процессов в СДПМ целесообразно рассматривать во вращающемся ортонормированном комплексном базисе dq , ось d которого ориентирована по оси ротора и является вещественной осью, q — мнимая ось, а в неподвижном ортонормированном комплексном базисе $\alpha\beta$ ось α — является вещественной осью, β — мнимая ось.

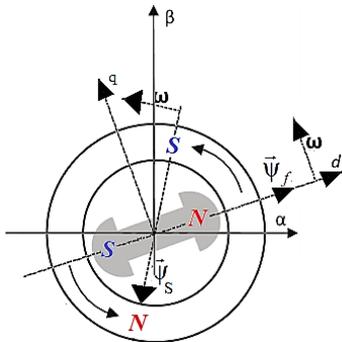


Рис. 1. Принцип работы СДПМ

Рассмотрим обозначения представления векторов в системах координат dq и $\alpha\beta$ на примере вектора напряжения статора:

$\bar{U}_s = U_{sa} + jU_{s\beta}$ — вектор напряжения статора в неподвижной комплексной системе координат $\alpha\beta$;

$\bar{U}_s^0 = U_{sd} + jU_{sq}$ — вектор напряжения статора во вращающейся комплексной системе координат dq , модуль вектора напряжения в dq и $\alpha\beta$ системах координат обозначим U_s , то есть: $|\bar{U}_s| = |\bar{U}_s^0| = U_s$.

Известно, что электрическая скорость вращения и электрический угол СДПМ: ω и θ ,

определяются по формулам:

$$\begin{aligned} \omega &= Z_p \omega_R, \\ \theta &= Z_p \theta_R, \end{aligned} \quad (1)$$

где θ_R — механический угол ротора (угол между осью d и осью α);

ω_R — механическая скорость вращения ротора;

Z_p — число пар полюсов двигателя.

Рассмотрение изложенного ниже материала гораздо удобнее для понимания, если временно положить, что $Z_p = 1$, тогда $\omega = \omega_R$, $\theta = \theta_R$. $\theta = \omega t$ — угол между осью d и осью α , отложенный от α к d против часовой стрелки, причём вращение dq относительно $\alpha\beta$ осуществляется также против часовой стрелки.

Следует заметить, на примере вектора напряжения статора, между представлениями вектора в системах координат $\alpha\beta$ и dq существует связь $\bar{U}_s = \bar{U}_s^0 e^{j\omega t}$.

Постоянный магнитный поток $\bar{\Psi}_f$, который создается постоянным магнитом вращающегося ротора, определяет направление оси d и создает в обмотках статора вектор ЭДС (\bar{E}), направленный под прямым углом к потоку $\bar{\Psi}_f$, опережая его на 90° , причём вектор ЭДС сонаправлен с осью q и определяется выражением:

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \frac{d\bar{\Psi}_f}{dt} = \frac{\partial \bar{\Psi}_f}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} = \frac{\partial (e^{j\theta} \bar{\Psi}_f^0)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} = \\ &= j e^{j\theta} \bar{\Psi}_f^0 \frac{d\theta}{dt} = j e^{j\omega t} \bar{\Psi}_f^0 \omega = j \bar{\Psi}_f \omega \end{aligned} \quad (2)$$

Исходя из уравнения (2), получаем:

$$\bar{E} = \bar{E}^0 e^{j\omega t} = \frac{d\bar{\Psi}_f}{dt} = j e^{j\omega t} \bar{\Psi}_f^0 \omega \quad (3)$$

В соответствии со вторым законом Кирхгофа запишем векторное уравнение равновесия ЭДС на обмотках статора:

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} + \frac{d\bar{\Psi}_f}{dt} \quad (4)$$

Согласно (2) $\bar{E}^0 e^{j\omega t} = \frac{d\bar{\Psi}_f}{dt} = j e^{j\omega t} \bar{\Psi}_f^0 \omega$, откуда, в соответствии с (4), следует что:

$$\vec{U}_s^0 e^{j\omega t} = R_s \vec{I}_s^0 e^{j\omega t} + \frac{d}{dt}(\vec{\Psi}_s^0 e^{j\omega t}) + j e^{j\omega t} \vec{\Psi}_f^0 \omega \quad (5)$$

$$\vec{U}_s^0 e^{j\omega t} = R_s \vec{I}_s^0 e^{j\omega t} + \frac{d}{dt}(\vec{\Psi}_s^0 e^{j\omega t}) + \vec{E}^0 e^{j\omega t} \quad (5')$$

Исходя из того, что $\frac{d}{dt}(\vec{\Psi}_s^0 e^{j\omega t}) = j\omega e^{j\omega t} \vec{\Psi}_s^0 + e^{j\omega t} \frac{d\vec{\Psi}_s^0}{dt}$, и в соответствии с (5), (5'), получаем:

$$\begin{aligned} \vec{U}_s^0 e^{j\omega t} &= R_s \vec{I}_s^0 e^{j\omega t} + j\omega e^{j\omega t} \vec{\Psi}_s^0 + \\ &+ e^{j\omega t} \frac{d\vec{\Psi}_s^0}{dt} + j e^{j\omega t} \vec{\Psi}_f^0 \omega, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \vec{U}_s^0 e^{j\omega t} &= R_s \vec{I}_s^0 e^{j\omega t} + j\omega e^{j\omega t} \vec{\Psi}_s^0 + \\ &+ e^{j\omega t} \frac{d\vec{\Psi}_s^0}{dt} + \vec{E}^0 e^{j\omega t}. \end{aligned} \quad (6')$$

Сократив (6), (6') на $e^{j\omega t}$ — мы тем самым перейдем от неподвижной системы координат $\alpha\beta$ к вращающейся системе координат dq :

$$\vec{U}_s^0 = R_s \vec{I}_s^0 + j\omega \vec{\Psi}_s^0 + \frac{d\vec{\Psi}_s^0}{dt} + j\vec{\Psi}_f^0 \omega, \quad (7)$$

$$\vec{U}_s^0 = R_s \vec{I}_s^0 + j\omega \vec{\Psi}_s^0 + \frac{d\vec{\Psi}_s^0}{dt} + \vec{E}^0. \quad (7')$$

Так как $\vec{\Psi}_f$ сонаправлен с осью d , то $\vec{\Psi}_f^0 = \Psi_{fd} + 0 \cdot j = \Psi_{fd}$, после чего представим все переменные (7) в явном комплексном виде:

$$\begin{aligned} U_{sd} + jU_{sq} &= R_s (I_{sd} + jI_{sq}) + j\omega (\Psi_{sd} + j\Psi_{sq}) + \\ &+ \frac{d}{dt} (\Psi_{sd} + j\Psi_{sq}) + j\Psi_{fd} \omega. \end{aligned} \quad (8)$$

Расщепив мнимую и вещественную часть (8) на два уравнения, получим:

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Psi_{sd} - \omega \Psi_{sq} \\ U_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Psi_{sq} + \omega \Psi_{sd} + \omega \Psi_{fd} \end{cases} \quad (9)$$

Окончательно придём к системе, которая моделирует электромагнитные процессы в статоре СДПМ:

$$\begin{cases} U_{sd} = L_{sd} \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} - \omega L_{sq} I_{sq} \\ U_{sq} = L_{sq} \frac{dI_{sq}}{dt} + R_s I_{sq} + \omega L_{sd} I_{sd} + \omega \Psi_{fd} \end{cases} \quad (10)$$

Из (7') получим уравнение статики, для этого положим $\frac{d\vec{\Psi}_s^0}{dt} = 0$ и придём к уравнению:

$$\vec{U}_s^0 = R_s \vec{I}_s^0 + j\omega \vec{\Psi}_s^0 + \vec{E}^0. \quad (11)$$

Представим $\vec{\Psi}_s^0 = L_{sd} \vec{I}_{sd}^0 + L_{sq} \vec{I}_{sq}^0$, откуда получим:

$$\vec{U}_s^0 = R_s \vec{I}_s^0 + j\omega (L_{sd} \vec{I}_{sd}^0 + L_{sq} \vec{I}_{sq}^0) + \vec{E}^0. \quad (12)$$

Итак, уравнение (12) представляет собой статическое уравнение, моделирующее электромагнитные процессы в статоре в установившемся режиме работы СДПМ. Векторная диаграмма, иллюстрирующая процессы, происходящие в электродвигателе в установившемся режиме работы в соответствии с уравнением (12) представлена на рис. 2.

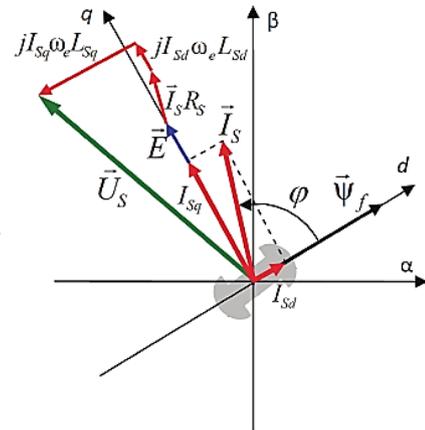


Рис. 2. Векторная диаграмма статического режима работы явнополюсного СДПМ

Ротор электродвигателя создает потокоцепление $\vec{\Psi}_f$, которое равно произведению потока ротора на число витков обмотки статора. Вектор $\vec{\Psi}_f$ направлен по оси d , которая в свою очередь направлена от положительного полюса (южный полюс) к отрицательному полюсу (северный полюс) ротора, при этом, как видно из рис. 2, вектор $\vec{\Psi}_f$ отстает от вектора тока \vec{I}_s на угол скручивания φ .

Вектор статорного напряжения уравнивается вектором ЭДС \vec{E} и падением напряжения на активном R_s и реактивном L_{sd}, L_{sq} сопротивлениях статорной обмотки (рис. 2).

Момент двигателя \vec{M} является суммой двух моментов:

\vec{M}_s — момент, обусловленный взаимодействием тока статора \vec{I}_s и потокосцепления статора $\vec{\Psi}_s$,

\vec{M}_f — момент, обусловленный взаимодействием тока статора \vec{I}_s и потокосцепления ротора $\vec{\Psi}_f$.

С учетом числа пар полюсов Z_p трёхфазного СДПМ, суммарный вектор момента электродвигателя можно выразить:

$$\begin{aligned} \vec{M} &= \vec{M}_s + \vec{M}_f = \frac{3}{2} Z_p \vec{\Psi}_s \times \vec{I}_s + \frac{3}{2} Z_p \vec{\Psi}_f \times \vec{I}_s = \\ &= \frac{3}{2} Z_p (\vec{\Psi}_s + \vec{\Psi}_f) \times \vec{I}_s. \end{aligned} \quad (13)$$

Тогда, в соответствии с правилом вычисления величины векторного произведения векторов, величина момента M будет найдена следующим образом (впоследствии примем величину момента $M = |\vec{M}|$ за T_e):

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} Z_p (I_{sq} (\Psi_{sd} + \Psi_f) - I_{sd} \Psi_{sq}) = \\ &= \frac{3}{2} Z_p (I_{sq} (L_{sd} I_{sd} + \Psi_f) - I_{sd} L_{sq} I_{sq}). \end{aligned} \quad (14)$$

Или окончательно формула вычисления величины момента T_e примет вид:

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p (I_{sq} \Psi_f + I_{sd} I_{sq} (L_{sd} - L_{sq})). \quad (15)$$

Конструктивно ротор неявнополюсного СДПМ устроен так, что индуктивности статора по осям d и q у него равны. Процесс управления такой машиной является наиболее часто встречающейся задачей и по сути является типовой. Векторная диаграмма иллюстрирующая этот процесс в статическом режиме представлена на рис. 3.

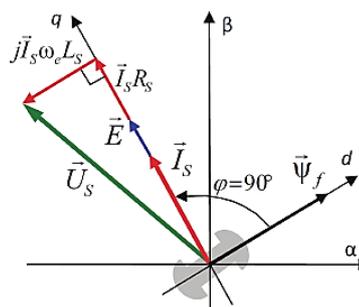


Рис. 3. Векторная диаграмма статического режима работы неявнополюсного СДПМ

Таким образом, в случае неявнополюсного СДПМ выражение (15) с учетом того факта, что $L_{sd} = L_{sq}$, упростится и может быть представлено в виде:

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p (\Psi_f I_{sq}). \quad (16)$$

Согласно уравнению (16) можно сделать вывод, что при постоянном магнитном потоке ротора момент электродвигателя зависит только от составляющей тока статора по оси q (I_{sq}), а составляющая тока статора по оси d (I_{sd}) по факту является паразитной, то есть не влияет на создание момента, а вызывает дополнительные потери в электродвигателе.

Таким образом, при регулировании момента электродвигателя вектор статорного тока I_s оптимально ориентировать по оси q . Однако, если задать $I_{sd} = 0$, то и в явнополюсном варианте выражение (15) также примет вид (16).

Как хорошо известно, векторный регулятор тока строится во вращающейся системе координат dq и состоит из регуляторов d и q проекций [1]. В связи с этим согласно уравнению (16) при помощи I_{sq} можно обеспечить необходимый момент машины, а чтобы обеспечивать требуемую ориентацию вектора тока необходимо поддерживать $I_{sd} = 0$.

В качестве обратной связи регулятор использует измеренный и преобразованный в систему dq реальный вектор статорного тока. Векторный регулятор тока формирует в системе dq вектор напряжения статора, который обеспечивает совпадение заданного и реального векторов тока статора. После чего, при помощи координатных преобразований, вектор напряжения статора переводится в неподвижную систему координат, связанную со статором, где он и реализуется с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Принцип построения системы регулирования токов СДПМ

Приведенная выше система уравнений (10), моделирующая электромагнитные процессы в статоре СДПМ, по факту состоит из двух инерционных звеньев с перекрестными связями.

При управлении скоростью СДПМ, одними из промежуточных каналов управления являются каналы управления токами статора I_{Sd}, I_{Sq} , управление которыми осуществляется с помощью напряжений статора U_{Sd}, U_{Sq} . Но для компенсации перекрёстных связей в системе (10) к сигналам регуляторов $U_{Sd}^{Reg}, U_{Sq}^{Reg}$ добавляются компенсаторы перекрестных связей

$$U_{Sd}^K = -\omega L_{Sq} I_{Sq} \text{ и } U_{Sq}^K = \omega L_{Sd} I_{Sd} + \omega \Psi_f. \quad (17)$$

И если положить

$$\begin{aligned} U_{Sd} &= -\omega L_{Sq} I_{Sq} + U_{Sd}^{Reg}; \\ U_{Sq} &= (\omega L_{Sd} I_{Sd} + \omega \Psi_f) + U_{Sq}^{Reg}, \end{aligned} \quad (18)$$

где $U_{Sd}^{Reg}, U_{Sq}^{Reg}$ — команды регуляторов тока I_{Sd}, I_{Sq} по соответствующим каналам, то система (10) примет вид:

$$\begin{cases} U_{Sd}^{Reg} = L_{Sd} \frac{dI_{Sd}}{dt} + R_S I_{Sd} \\ U_{Sq}^{Reg} = L_{Sq} \frac{dI_{Sq}}{dt} + R_S I_{Sq} \end{cases}. \quad (19)$$

То есть сведётся к двум независимым инерционным каналам управления.

В соответствии с (19) каналы управления I_{Sd} по U_{Sd}^{Reg} и I_{Sq} по U_{Sq}^{Reg} представляют собой инерционные звенья первого порядка, для контроля которых в качестве алгоритмов управления достаточно использовать ПИ-регуляторы.

Принцип построения системы регулирования частоты вращения СДПМ

Из указанного выше следует, что для реализации процесса управления моментом СДПМ по минимуму тока статора I_S направление его вектора должно совпадать с осью q , при этом угол, образованный осью ротора и вектором I_S должен быть равным 90° .

Система регулирования строится в коор-

динатах dq . Регулирование частоты вращения может осуществляться с помощью управления моментом двигателя. В случае, когда ток статора I_S ориентирован по оси q , то его можно выразить через момент согласно уравнению (16):

$$I_{Sq} = \frac{2T_e}{3Z_p \Psi_f}. \quad (20)$$

При этом обязательным условием является то, что в явнополюсном и в неявнополюсном исполнениях СДПМ выполнялось условие:

$$I_{Sd} = 0. \quad (21)$$

Примечание: При выполнении условия (21) векторная диаграмма статического режима работы явнополюсного СДПМ (рис. 2) примет вид векторной диаграммы статического режима работы неявнополюсного СДПМ (рис. 3). В свою очередь, формула для вычисления величины момента M для явнополюсного СДПМ (15) примет вид формулы вычисления величины момента T_e (16) для неявнополюсного СДПМ. Откуда можно сделать вывод, что при выполнении условия (21) методика управления неявнополюсным СДПМ будет эквивалентна методике управления явнополюсным СДПМ.

Механическое уравнение электродвигателя имеет вид:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_f - F\omega_m - T_m), \quad (22)$$

где F — комбинированное вязкое трение ротора и нагрузки;

J — комбинированный момент инерции ротора и нагрузки;

T_m — механический крутящий момент на валу;

T_e — электрический крутящий момент на валу;

T_f — момент статического трения вала;

ω_m — механическая угловая скорость ротора.

Будем считать, что внешнее возмущающее воздействие:

$$Z = (-T_f - F\omega_m - T_m). \quad (23)$$

Тогда с учётом (23) механическое уравнение двигателя (22) примет вид:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(T_e + Z). \quad (24)$$

Далее, используя (16) и (24), получим выражение

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} Z_p (\Psi_f I_{sq}) + Z \right). \quad (25)$$

Приведём (25) к виду:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = K_m I_{sq} + \frac{1}{J} Z, \quad (26)$$

где $K_m = \frac{3Z_p \Psi_f}{2J}$.

Выражение (26) представляет собой модель канала управления механической угловой скоростью ротора ω_m при помощи управляющего воздействия, которым является ток статора I_{sq} .

На рис. 6 показана Simulink-модель предлагаемого в работе регулятора электрической угловой скорости ротора ω , который изображён на рис. 5 как Speed Loop 1.

Используемая математическая модель PMSM (рис. 4, 5) широко отражена в отечественной и зарубежной литературе [4].

Регулятор Speed Loop 1 представлен по схеме с противонакоплением и был получен для канала управления, описываемого уравнением (26). Характеристический полином контура управления электрической угловой скоростью ротора ω (рис. 6), представляет собой фильтр Баттерворта 2-го порядка с изменяемой частотой среза.

Регулятор Speed Loop 1 представлен по схеме с противонакоплением и был получен для канала управления, описываемого уравнением (26). Характеристический полином контура управления электрической угловой скоростью ротора ω (рис. 6), представляет собой фильтр Баттерворта 2-го порядка с изменяемой частотой среза.

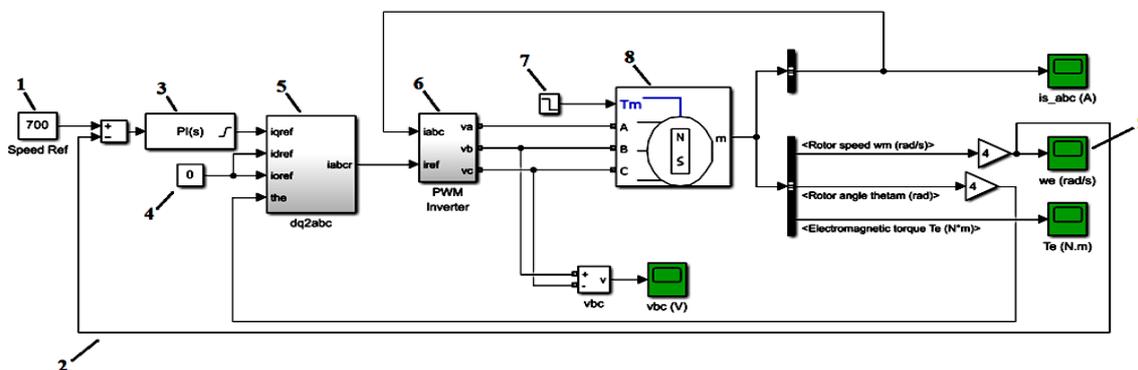


Рис. 4. Simulink-модель power_pmmotor системы автоматического управления частотой вращения ротора PMSM, приведенного в качестве примера в пакете Matlab: 1 – задатчик электрической угловой скорости ротора ω ;

- 2 – обратная связь по электрической угловой скорости ротора ω ; 3 – регулятор (ПИ-регулятор) ω путём корректировки тока статора I_{sq} ; 4 – задатчик тока статора I_{sd} ; 5 – преобразователь тока статора из dq в abc систему координат; 6 – релейный регулятор тока статора путём корректировки фазных напряжения статора; 7 – возмущающее воздействие по механическому крутящему моменту на валу ротора; 8 – математическая модель PMSM; 9 – осциллограф, отображающий переходные процессы системы управления электрической угловой скоростью ротора ω

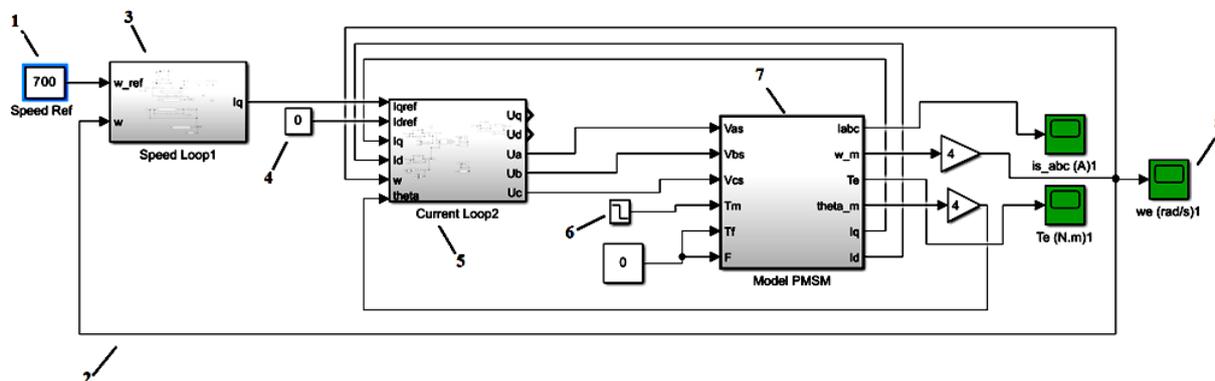


Рис. 5. Simulink-модель предлагаемой в данной работе системы автоматического управления частотой вращения ротора PMSM: 1 – задатчик электрической угловой скорости ротора ω ; 2 – обратная связь по электрической угловой скорости ротора ω ; 3 – предлагаемый в данной работе регулятор ω путём корректировки тока статора I_{sq} ; 4 – задатчик тока статора I_{sd} ; 5 – регуляторы (ПИ-регуляторы) тока статора путём корректировки фазных напряжений статора I_{sd}, I_{sq} ;

- 6 – возмущающее воздействие по механическому крутящему моменту на валу ротора; 7 – математическая модель PMSM; 8 – осциллограф, отображающий переходные процессы системы управления электрической угловой скоростью ротора ω ;

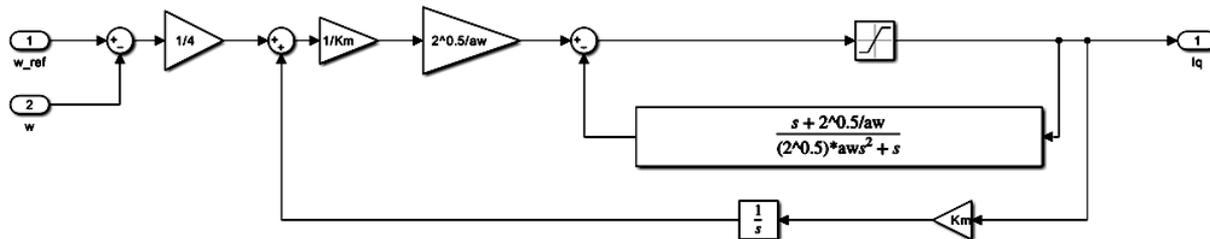


Рис. 6. Simulink-модель предлагаемого в работе регулятора электрической угловой скорости ротора ω

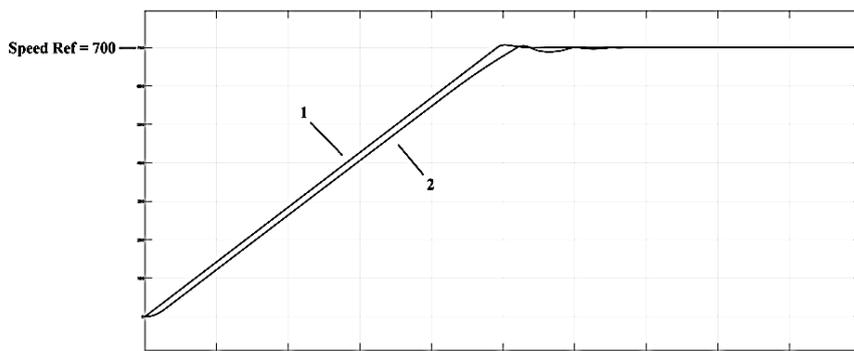


Рис. 7. Переходные процессы электрической угловой скорости ротора ω по отработке задающего воздействия SpeedRef=700: 1 – переходной процесс по отработке задающего воздействия по электрической угловой скорости ротора ω , предлагаемой в работе системы, изображенной на рис.5; 2 – переходной процесс по отработке задающего воздействия по электрической угловой скорости ротора ω . Simulink-модели power_pmmotor системы автоматического управления частотой вращения ротора PMSM приведенного в качестве примера в пакете Matlab, изображенной на рис. 4

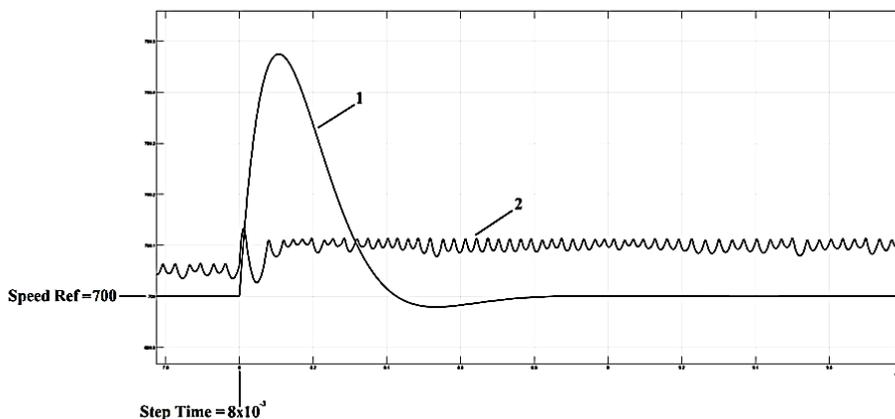


Рис. 8. Переходные процессы электрической угловой скорости ротора ω по отработке возмущающего воздействия по механическому крутящему моменту на валу ротора: 1 – переходной процесс по отработке возмущающего воздействия электрической угловой скорости ротора ω предлагаемой в работе системы, изображенной на рис. 5, воздействие 6, момент воздействия Step Time; 2 – переходной процесс по электрической угловой скорости ротора ω Simulink-модели power_pmmotor системы автоматического управления частотой вращения ротора PMSM приведенного в качестве примера в пакете Matlab, изображенной на рис. 4 воздействие 7 момент воздействия Step Time

Заключение

На рис. 4 представлена Simulink-модель power_pmmotor системы автоматического управления частотой вращения ротора PMSM приведенного в качестве примера в пакете Matlab.

Simulink-модель предлагаемой системы автоматического управления частотой вращения ротора PMSM представлена на рис. 5.

Предлагаемая в данной работе система управления электрической скоростью вала PMSM (рис. 4), в сравнении с аналогичной системой

power_pmmotor, разработанной MathWorks (рис. 5), имеет следующие преимущества:

– в соответствии с результатом численного эксперимента (рис. 7) переходной процесс предлагаемой в работе системы управления (рис. 4), в отличие от примера данной системы управления power_pmmotor (рис. 5), не имеет колебательности, что говорит о более высоком качестве переходных процессов предлагаемой в работе системы управления (рис. 4);

– в соответствии с результатом численного эксперимента (рис. 8) переходной процесс предлагаемой в работе системы управления (рис. 4), в отличие от системы управления power_pmmotor (рис. 5), не имеет статической ошибки управления, что говорит о достаточном порядке астатизма предлагаемой в работе системы управления (рис. 4).

Таким образом, предлагаемый в работе регулятор частоты вращения электродвигателя, имеет эффективные переходные процессы и высокий уровень устойчивости к случайным воздействиям окружающей среды, что позволит повысить манёвренность и энергетические показатели БПЛА.

Литература

1. Калачев Ю.Н. Векторное регулирование. М.: ЭФО, 2013. 63 с.
2. Калачев Ю.Н., Самохвалов Д.В., Основы регулируемого электропривода. М.: Самиздат, 2023. 254 с.
3. Фираго Б.И., Васильев Д.С. Векторные системы управления электроприводами. Минск: Вышэйшая школа, 2016. 159 с.
4. Krause P.C., Wasynczuk O., Sudhoff S.D. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. IEEE Press, 2002.

Поступила 21.10.2024; принята к публикации 21.11.2024

Информация об авторах

Болдырев Игорь Александрович – канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода, автоматике и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: boldyrev_igor@mail.ru, тел. +7(473)243-77-20

Кожин Алексей Сергеевич – канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода, автоматике и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: ellex@mail.ru, тел. +7 (473)243-77-20

Бурковский Александр Викторович – канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода, автоматике и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: bav@vorstu.ru, тел. +7 (473)243-77-20

Тикунев Алексей Владимирович – канд. техн. наук, доцент кафедры электромеханических систем и электроснабжения, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: tikunov_a@list.ru, тел. +7 (473)243-77-12

Черных Татьяна Евгеньевна – старший преподаватель кафедры электромеханических систем и электроснабжения, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: tany_ch@list.ru, тел. +7 (473)243-77-12

MODELING OF CONTROL SYSTEM UAV ELECTRIC DRIVE

I.A. Boldyrev, A.S. Kozhin, A.V. Burkovsky, A.V. Tikunov, T.E. Chernykh

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: Currently, unmanned transport systems are increasingly being used all over the world to solve various tasks, unmanned aerial vehicles (UAVs) have become particularly widespread. The analysis of the information shows that in our country there are a number of problems in the field of UAV development and production. One of the most important problems is that until recently, components and assemblies for UAVs in our country were not actually produced, but imported from abroad, but now there is an urgent need to organize the production of these components at Russian enterprises in a short time. However, for this it is necessary to have techniques that allow for the design of components and assemblies, taking into account the purpose of the UAV. In the field of development of control systems for contactless electric motors of propeller-driven groups, taking into account such characteristics as efficiency and weight and size indicators of electric motors that are part of the propeller-driven groups of UAVs, in our country there is a serious lag behind European competitors, which is largely due to the long-term lack of need for such systems, despite the fact that the development of control systems for contactless machines. The equipment used in automation systems in our country is at a very high technical and technological level. The article describes one of the possible methods for constructing an electric motor control system for a propeller-driven UAV group based on PMSM vector control with improved robust properties in relation to the parameters of the electric motor, which can serve as the basis for designing a control system for UAV electric motors with improved energy and weight and size indicators, and will also increase the maneuverability of the device as a whole

Key words: unmanned aerial vehicles, contactless DC motor; synchronous motor with permanent magnets, vector control

Acknowledgments: the work was carried out with the support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (project No. FZGM-2024-0006)

References

1. Kalachev Yu.N. "Vector regulation" ("Vektornoye regulirovaniye"), Moscow, EFO, 2013, 63 p.
2. Kalachev Yu.N., Samokhvalov D.V. "Fundamentals of an adjustable electric drive" ("Osnovy reguliruyemogo elektroprivoda"), Moscow, Samizdat, 2023, 254 p.
3. Firago B.I., Vasiliev D.S. "Vector control systems for electric drives" ("Vektornyye sistemy upravleniya elektroprivodami"), Minsk, Vysheishaya shkola, 2016, 159 p.
4. Krause P.C., Wasynczuk O., Sudhoff S.D. "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems", IEEE Press, 2002.

Submitted 21.10.2024; revised 21.11.2024

Information about the authors

Igor A. Boldyrev – Cand. Sc. (Technical), Associate professor, Department of Electric Drives, Automation and Control in Technical Systems, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: boldyrev_igor@mail.ru, tel.: +7(473)243-77-20

Alexey S. Kozhin – Cand. Sc. (Technical), Associate professor, Department of Electric Drives, Automation and Control in Technical Systems, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: ellex@mail.ru, tel.: +7(473)243-77-20

Alexander V. Burkovsky – Cand. Sc. (Technical), Associate professor, Department of Electric Drives, Automation and Control in Technical Systems, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: bav@vorstu.ru, tel.: +7(473)243-77-20

Alexey V. Tikunov – Cand. Sc. (Technical), Associate professor, Department of Electromechanical Systems and Power Supply, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: tikunov_a@list.ru, tel.: +7 (473)243-77-12

Tatyana E. Chernykh – Senior Lecturer, Department of Electromechanical Systems and Power Supply, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: tany_ch@list.ru, tel.: +7 (473)243-77-12

DOI 10.36622/1729-6501.2024.20.4.010
УДК 004.0315

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ НА БАЗЕ ФЛЭШ-ПАМЯТИ С УЧЕТОМ АНАЛИЗА ПОРОГОВОГО НАПРЯЖЕНИЯ

А.В. Башкиров, М.В. Хорошайлова, А.С. Демихова

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: разработана методика регулирования хранения данных с учетом анализа порогового напряжения для увеличения срока службы флэш-памяти. Основная идея заключается в том, что во время операции считывания модуляция условий смещения позволяет анализировать уровень порогового напряжения (V_{th}). Могут быть обнаружены биты со слабым уровнем заряда при использовании кодов исправления ошибок (ECC), оперативного резервирования и анализа V_{th} . Для этой цели разработана модель массива памяти, использующая ячейки для обеспечения надежности реализации использования стандартного кода исправления ошибок. Данная методика позволяет разделить страницы, хранящихся во флэш-памяти, на две группы в зависимости от частоты записи страниц и применить наиболее подходящих средства управления доступа к двум различным группам флэш-страниц/блоков. Данная методика позволяет устранить значительное количество ненужных обновлений и значительно увеличивает срок службы флэш-памяти. Приведена архитектура, которая повышает надежность ячейки памяти, и позволяет заменить ошибочную страницу избыточной страницей, как только будет обнаружена ошибка. Проведенное моделирование показывает, что с использованием кода четности, который может обнаруживать только одну ошибку, коррекция ошибок с анализом порогового напряжения может исправить до одной ошибки, что позволяет улучшить среднее время работы до отказа памяти в 4,7 раза в 2-мегабитном массиве с 32 битами на слово

Ключевые слова: флэш-память, коды исправления ошибок, хранение данных, массив памяти, частота записи, увеличение срока службы

Благодарности: работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FZGM-2024-0006)

Введение

Недорогая флэш-память высокой плотности получила признание рынка благодаря своей увеличенной емкости. Емкость твердотельных накопителей (SSD) на основе флэш-памяти высокой плотности увеличена с нескольких гигабит до терабит при низкой стоимости. Это связано с тем, что с увеличением количества бит на ячейку запас по шуму значительно снижается, что влияет не только на надежность, но и на срок службы носителя информации. Для решения этой проблемы широко распространенным методом является использование гибридной конструкции. Основная идея заключается в объединении внешнего высокопроизводительного хранилища небольшого размера, такого как флэш-память с одноуровневой ячейкой (SLC) [1], и внутреннего хранилища большого размера с высокой плотностью хранения, такого как флэш-память с четырьмя битами на ячейку (QLC) [2].

Внешнее хранилище всегда используется в качестве кэша устройства, а внутреннее хранилище всегда используется в качестве памяти данных устройства [3 - 4]. Благодаря такому подходу гибридные твердотельные накопители могут обеспечить как высокую производительность, так и большую емкость. В этой статье будут предложены подходы к оптимизации конструкции гибридного хранилища такого типа.

Исправление ошибок на основе анализа порогового напряжения

Флэш-память является аналоговым устройством, которое позволяет использовать определенные методы повышения надежности. Во время операции считывания модуляция условий смещения позволяет анализировать уровень порогового напряжения (V_{th}). Могут быть обнаружены биты со слабым уровнем заряда при использовании кодов исправления ошибок (ECC), оперативного резервирования и анализа V_{th} . Для этой цели была разработана модель

массива памяти, показанная на рис. 1, использующая модель надежности ячейки для выбора наиболее эффективной схемы обеспечения надежности в реализации в зависимости от технологии, архитектуры памяти и цели обеспечения надежности.

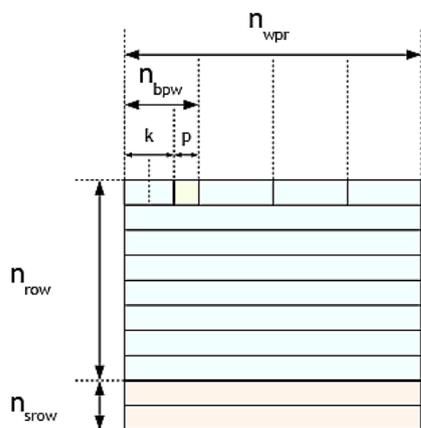


Рис. 1. Моделирование массива памяти

Для характеристики массива памяти на рис. 1 приняты следующие обозначения:

- каждое слово состоит из k информационных битов и p битов четности, где $n_{bpw} = k + p$ бит на слово.
- каждая строка содержит n_{wpr} слов.
- каждый массив имеет n_{row} обычных строк и n_{srow} запасных строк.

Методика повышения надежности включает три этапа:

- Этап обнаружения ошибки выполняется путем контроля вероятности на основе кода обнаружения/исправления ошибок.

- Этап локализации ошибок для определения местоположения ошибочных битов в слове памяти, выполняется с использованием коррекции пропускной способности кода исправления ошибок и/или анализа V_{th} .

- Этап механизма извлечения ошибки позволяет определить ошибочный бит, а информация, отправляемая пользователю, должна быть исправлена. Кроме того, в массиве памяти используя избыточность, а для обновления сохраненных данных используя процесс обновления в режиме реального времени.

В каждое слово добавляются дополнительные биты для системы обнаружения/исправления ошибок. В массиве присутствуют запасные строки для реализации системы оперативного восстановления избыточности.

Ток ячейки с плавающим затвором измеряется с помощью специального усилителя чувствительности (SA), подключенного к разрядной линии ячейки. Для любого заданного смещения напряжения затвора чувствительного транзистора V_{REF} существует один единственный пороговый предел напряжения, обозначаемый $V_{thLimit}$, такой, что:

- если напряжение на чувствительном транзисторе V_{th} ниже $V_{thLimit}$, он выдает ток I , превышающий I_{REF} , и чувствительный усилитель выдает логическое значение "0" на своем выходе.

- если у чувствительного транзистора V_{th} выше предела $V_{thLimit}$, он подает ток I , меньший, чем I_{REF} , через битовую линию, и чувствительный усилитель выдает логическое значение "1" на свой выход, где I_{REF} - пороговое значение SA, показанное на рис. 2.

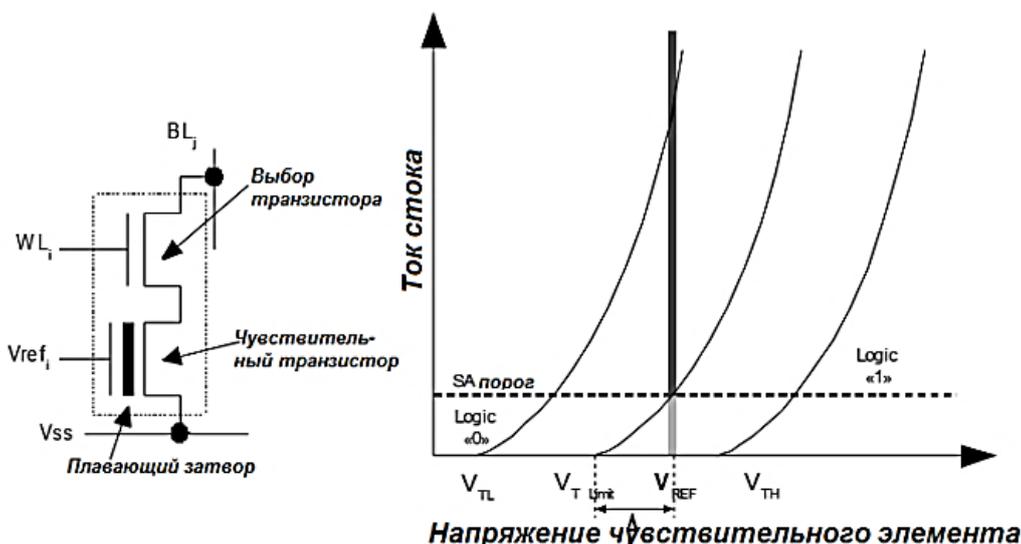


Рис. 2. Технология с плавающим затвором

Важно обратить внимание на взаимосвязь $V_{REF} = V_{thLimit} + \Delta$, где Δ является константой между V_{REF} и $V_{thLimit}$. Благодаря этому принципу слабые и ошибочные состояния могут быть обнаружены с помощью измерения V_{th} ячейки.

Как показано на рис. 3, ячейки V_{th} распределены по двум характеристикам: одни для ячеек с высоким V_{th} (V_{TH}), другие для ячеек с низким V_{th} (V_{TL}).

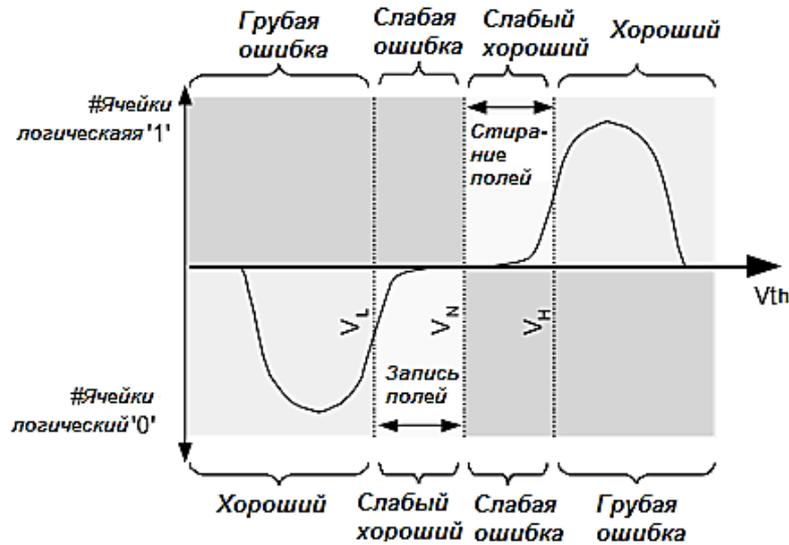


Рис. 3. Пример распределения V_{th} в ячейках

Определяем три напряжения смещения V_{REFL} , V_{REFN} и V_{REFH} для затвора чувствительного транзистора такого, что $V_{REFL} < V_{REFN} < V_{REFH}$. Эти обозначения эквивалентно соответствуют низкому пределу напряжения V_L , номинальному пределу напряжения V_N и высокому пределу напряжения V_H соответственно.

Новый процесс обнаружения, называемый анализом V_{th} , может быть установлен для определения того, является ли бит слабым (в сегменте $[V_L, V_H]$):

- сначала для слова выполняются две операции чтения, использующие V_L и V_H в качестве пороговых значений напряжения [5]. Это делается путем последовательного применения V_{REFL} и V_{REFH} к затвору чувствительного транзистора, показанного на рис. 2.

- затем определяются слабые места расположения битов путем побитового сравнения результатов операции чтения. Биты, которые являются слабыми, устанавливаются в 1, другие устанавливаются в 0.

Архитектура блока флэш-памяти

Структура контролирует и исправляет ошибки и в конечном итоге находит слабые биты с помощью V_{th} -анализа. Хотя в слове есть только одна ошибка, структура незаметно исправляет ее. Когда в слове присутствуют двойные ошибки, структура запускает процесс самообновления и исправления. Структура надежности позволяет избежать того, что может быть нарушена двойная способность исправления ошибок на слово. Разработанная схема управления надежностью, приведенная на рис. 4, состоит из трех функциональных частей:

- процесс чтения, включающий процедуру двойного исправления ошибок для каждого слова;

- процесс записи, включающий расширенную процедуру проверки. Он управляет полями во время операции программирования и проверяет, что в конце операций программирования имеется только одна ошибка или одно слабое место на слово;

- процесс обновления и исправления активируется при обнаружении двойной ошибки в слове. Этот процесс может происходить во время простоя памяти.

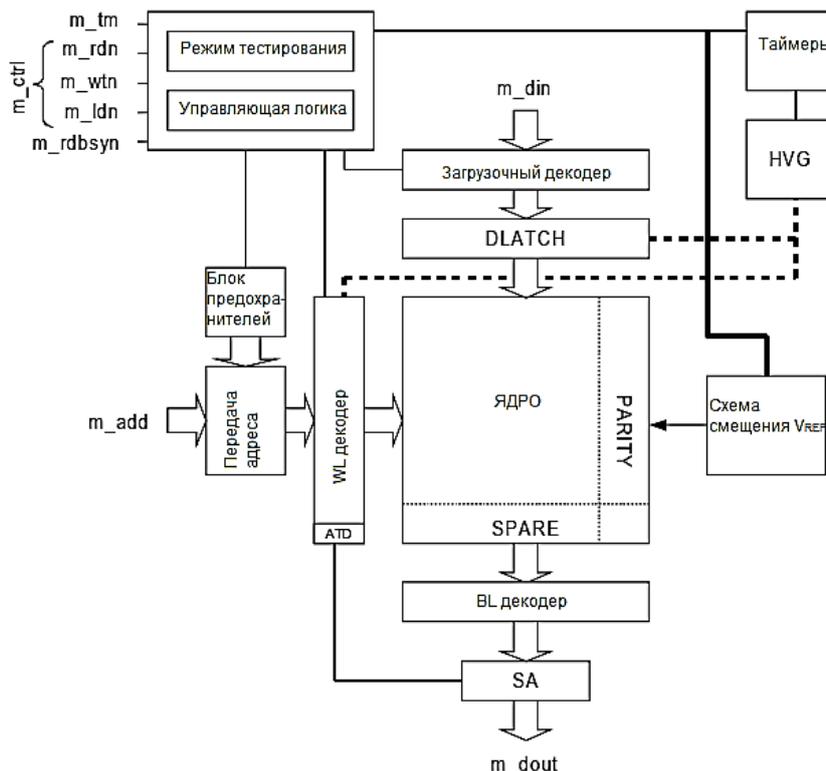


Рис. 4. Модифицированная архитектура флэш-памяти

Диспетчер надежности, показанный на рис. 5, представляет собой интерфейс между пользователем и памятью. Этот блок состоит из четырех частей. Контроллер надежности управляет одним из пяти режимов: чтение, за-

грузка, запись, обновление и восстановление. ECC-кодер кодирует слово во время загрузки пользовательских данных. Исходный буфер страницы (PB) хранит содержимое страницы для записи.

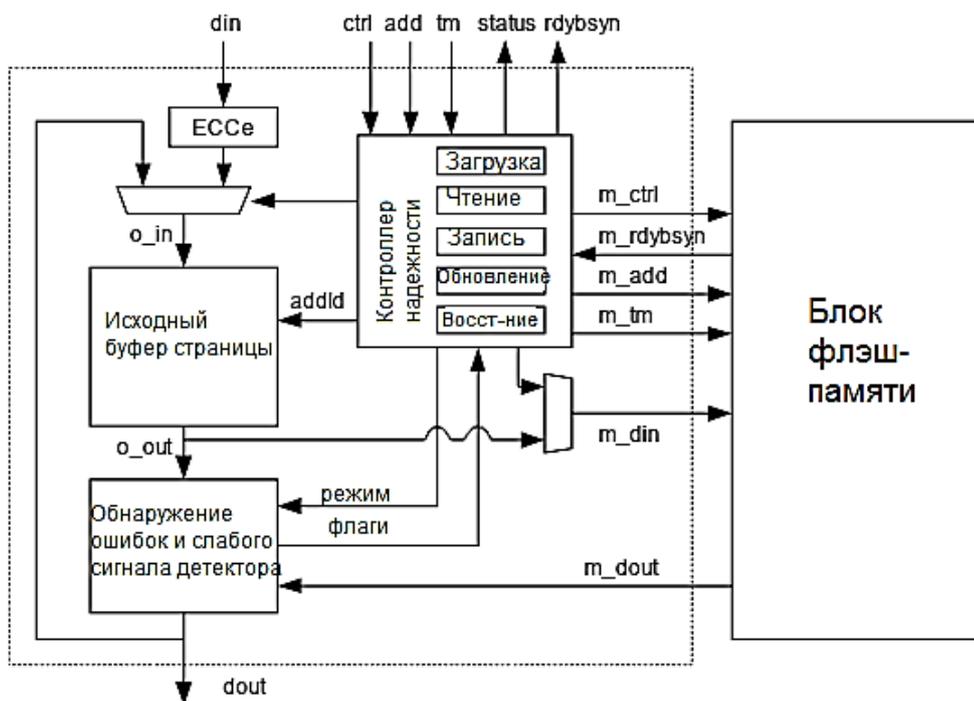


Рис. 5. Блок, управляющий надежностью

Схема двойного исправления ошибок активируется при выполнении операции чтения пользователем. На рис. 6 показана последовательность выполнения считывания и исправления двух битов в слове.

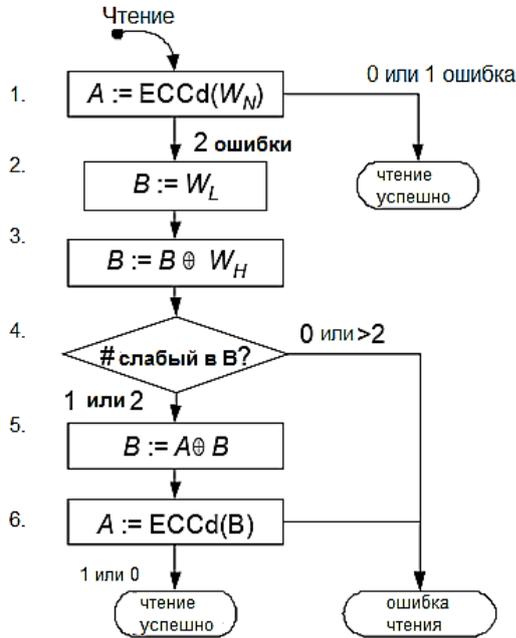


Рис. 6. Алгоритм двойного исправления ошибок

Функции управляются детектором обнаружения ошибок и слабых мест (EWDL) и упорядочиваются контроллером надежности.

Контакты ctrl устанавливаются в определенной конфигурации таким образом, чтобы контроллер надежности переходил в режим чтения. Сначала слово W_N считывается из памяти с использованием предела V_N . W_N проходит через ECC-декодер. Если W_N содержит ошибку 0 или 1, W_N исправляется [6]. На выводах состояния устанавливается флажок, информирующий о том, что слово является действительным, и исправленные данные отправляются через вывод dout. Если W_N имеет 2 ошибки, декодер ECC сигнализирует контроллеру надежности о двойной ошибке.

Операции записи и стирания во встроенной флэш-памяти всегда относятся к странице. Во время записи ячейки страницы сохраняют свое логическое состояние или переключаются на логический-0. Во время стирания все ячейки страницы одновременно устанавливаются в логическую 1. Чтобы написать одно и то же слово с разными данными, нужно стереть и переписать всю страницу.

На рис. 7 описан алгоритм записи.

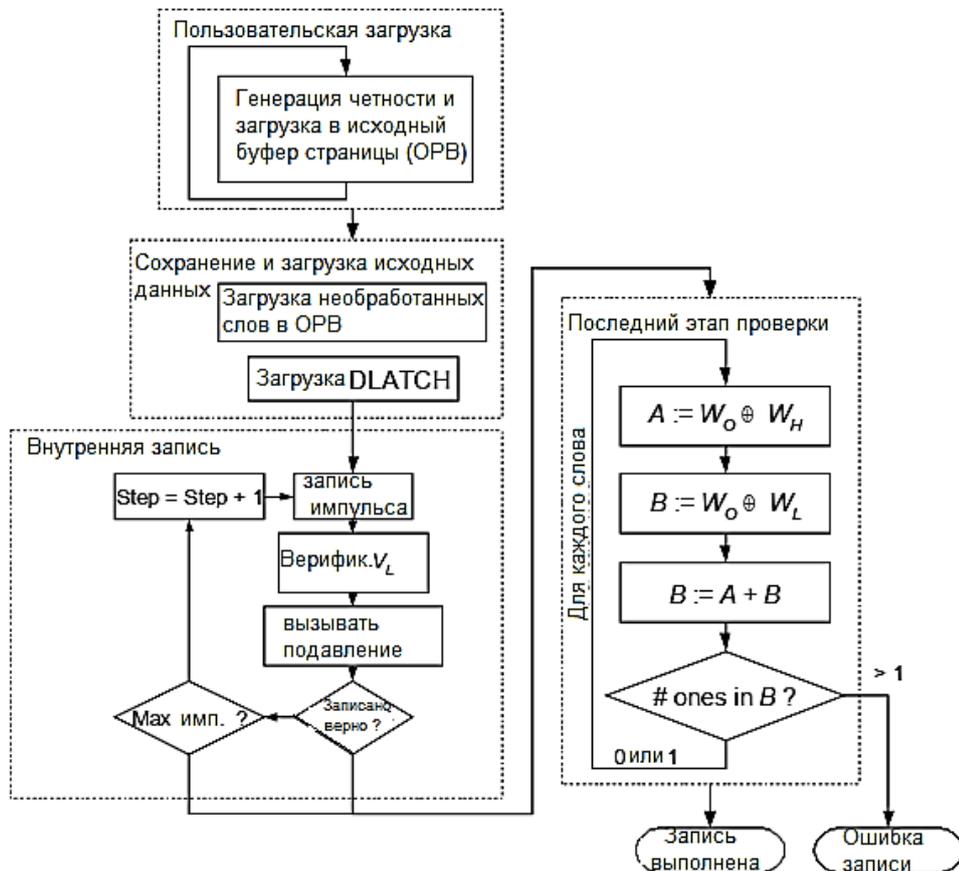


Рис. 7. Алгоритм программирования с проверкой ошибок

Моделирование результатов

На рис. 8 представлено сравнение надежности стандартной флэш-матрицы и флэш-матриц с процедурами обнаружения/локализации после 105 циклов программирования/стирания. В качестве иллюстративного примера были выбраны следующие пределы V_{th} : $V_L = -1$ В, $V_N = 0$ В и $V_H = 1$ В. Есть $n_{row} = 1024$ строки и $n_{wpr} = 64$ слова в строке.

С помощью процедуры А схема может исправить один слабый бит ошибки на слово. Как показано в табл. 1, среднее время до отказа (MTTF) улучшается в 4,67 раза при использовании этой процедуры по сравнению со стандартной матрицей.

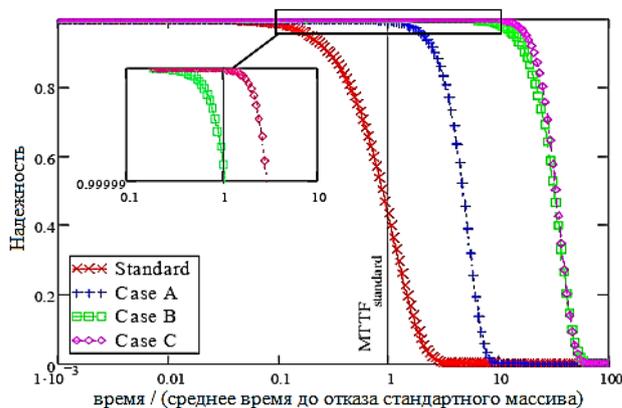


Рис. 8. Надежность 2-мегабитных массивов только при использовании процедур обнаружения/стирания

Таблица 1

Сводная информация о массивах 2 Мбит, использующих только процедуры обнаружения и стирания

	Процедура А			Процедура В			Процедура С		
Макс. коррекция	1			1			2		
Пост. параметры	$n_{row}=1024, n_{wpr}=64, V_L=-1, V_N=0, V_H=1$								
k	32	64	128	32	64	128	32	64	128
p	1	1	1	6	7	8	7	8	9
n_{wpr}	64	32	16	64	32	16	64	32	16
Коэффициент усиления MTTF	4.67	3.80	3.16	25.1	23.4	20.9	26.3	24.0	21.4
Затраты/log (коэфф. усилен. MTTF)	4.6	2.8	1.6	13.4	8.0	4.7	15.4	9.1	5.3

На рис. 9 показано, что надежность значительно повышается при использовании схемы двойной коррекции ошибок.

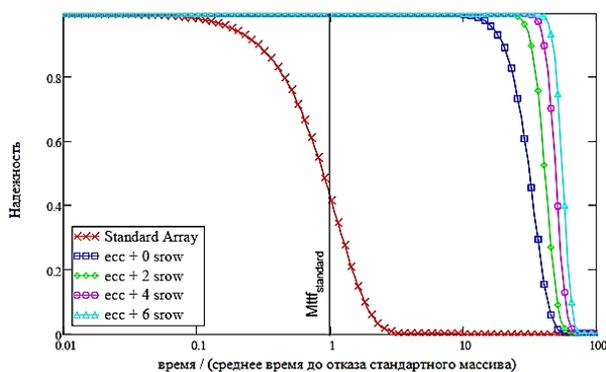


Рис. 9. Надежность массивов 2 Мбит с управлением надежностью и без него

Реализация управления надежностью (диспетчер надежности, биты четности, резервирование строк, блок предохранителей и логика реконфигурации) приводит к глобальным затратам памяти, которые были рассчитаны.

32-битное слово приводит к значительным накладным расходам на массив по сравнению со 128-битным словом [6-7].

В основном это связано с расширением массива для сохранения четности [8]. В случае 128-битного слова накладные расходы на массив составляют примерно 5 %, что должно быть разумной стоимостью для приложения, требующего очень высоких показателей надежности. Как показано в табл. 2, накладные расходы на область из-за характеристик надежности во многом зависят от объема памяти. Фактически, накладные расходы на периферию представляют собой большую область в небольших запоминающих устройствах флэш-памяти. Однако при увеличении размера памяти он развивается медленнее, чем массив памяти. Следовательно, накладные расходы на четность представляют собой большую площадь с плотностью, и это оправдывает увеличение накладных расходов на архитектуру надежности.

Общая нагрузка на память в зависимости от размера памяти

Размер памяти	512 кБит		1024 кБит		2048 кБит		4096 кБит	
Постоянные параметры	$n_{\text{strow}} = 4$							
n_{row}	256		512		1024		2048	
n_{bpbw}	39	137	39	137	39	137	39	137
Общая нагрузка на память (%)	9.7	4.0	13.5	5.1	15.2	5.5	16.8	6.0

Заключение

В этой статье представлен подход к исправлению ошибок с помощью анализа порогового напряжения V_{th} . Этот метод использует стандартный код исправления ошибок (ЕСС) в дополнение к системе, способной находить биты, хранящие логические значения с низким уровнем напряжения. Метод заключается в анализе слабых позиции битов, которые являются ошибочными и должны быть исправлены путем изменения содержимого битов. Преимущество этой схемы заключается в расширении возможностей стандартного ЕСС по исправлению ошибок. Например, с кодом четности, который может обнаруживать только одну ошибку, коррекция ошибок с анализом порогового напряжения V_{th} может исправить до двух ошибок. С точки зрения результата, это может улучшить среднее время работы до отказа памяти (МТТФ) в 4,7 раза в 2-мегабитном массиве с 32 битами на слово.

Литература

1. Luo Y. et al., HeatWatch: Optimizing 3D NAND Read Operations With Self-Recovery and Temperature Awareness. To appear HPCA, 2018. PP. 504-517.

2. Debao Wei. et al. Edge Word-Line Reliability Problem in 3-D NAND Flash Memory: Observations, Analysis, and Solutions. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. 2023. Vol.31. PP. 861-873

3. E. Wu et al. Characterizing 3D charge trap NAND flash: Observations, analyses and applications // Proc. ICCD. Oct. 2018. PP. 381-388.

4. HeatWatch: Improving 3D NAND flash memory device reliability by exploiting self-recovery and temperature awareness / Y. Luo, S. Ghose, Y. Cai, E.F. Haratsch, O. Mutlu // Proc. HPCA. Feb. 2018. PP. 504-517.

5. Ромашенко М.А., Чирков О.Н., Чураков П.П. Эффективный алгоритм оценки канала радиосвязи с пространственной модуляцией // Радиотехника. 2021. Т. 85, № 6. С. 52-56.

6. Башкиров А.В., Хорошайлова М.В., Демихова А.С. Оптимизация системы передачи информации от беспилотного летательного аппарата и повышение пропускной способности канала связи // Вестник Воронежского института МВД России. 2023. № 4. С. 140-148.

7. Башкиров А.В., Хорошайлова М.В., Демихова А.С. Методика предварительного кодирования для системы беспилотных летательных аппаратов // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 5. С. 106-114.

8. Пилотная оценка канала радиосвязи в MIMO-OFDM системах / О. Н. Чирков, М. А. Ромашенко, И.С. Бобылкин [и др.] // Труды международного симпозиума «Надежность и качество». 2019. Т. 2. С. 87-90.

Поступила 06.08.2024; принята к публикации 05.11.2024

Информация об авторах

Башкиров Алексей Викторович – д-р техн. наук, проректор по науке и инновациям, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: fabi7@mail.ru, ORCID: <http://orcid.org/0000-0003-0939-722X>

Хорошайлова Марина Владимировна – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: pmv2205@mail.ru, ORCID: <http://orcid.org/0000-0001-9167-9538>

Демихова Алеся Сергеевна – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: kipr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2948-3240>

FLASH MEMORY-BASED DATA STORAGE OPTIMIZATION TECHNIQUE TAKING INTO ACCOUNT THE THRESHOLD VOLTAGE ANALYSIS

A.V. Bashkirov, M.V. Khoroshailova, A.S. Demikhova

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: in this article, a method for regulating data storage has been developed, taking into account the analysis of threshold voltage to increase the service life of flash memory. The main idea is that during the reading operation, the modulation of the bias conditions allows you to analyze the threshold voltage level (V_{th}). Low-charge batteries can be detected using error correction codes (ECC), operational redundancy and V_{th} analysis. For this purpose, a memory array model has been developed that uses cells to ensure reliability when using a standard error correction code. This technique allows you to divide the pages stored in flash memory into two groups depending on the frequency of page recording and apply the most appropriate access controls to two different groups of flash pages/blocks. This technique eliminates a significant number of unnecessary updates and significantly increases the service life of flash memory. An architecture is provided that increases the reliability of the memory cell, and allows you to replace an erroneous page with a redundant page as soon as an error is detected. The simulation shows that using a parity code that can detect only one error, error correction with threshold voltage analysis can correct up to one error, which improves the average operating time to memory failure by 4.7 times in a 2-megabit array with 32 bits per word

Key words: flash memory, error correction codes, data storage, memory array, write frequency, extended service life

Acknowledgements: the work was carried out with the support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (project no. FZGM-2024-0006)

References

1. Luo Y. et al., “HeatWatch: Optimizing 3D NAND Read Operations With Self-Recovery and Temperature Awareness,” to appear HPCA, 2018
2. Debao Wei. et al. Edge Word-Line Reliability Problem in 3-D NAND Flash Memory: Observations, Analysis, and Solutions. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2023. Vol.31, pp. 861-873
3. Wu F. et al., “Characterizing 3D charge trap NAND flash: Observations, analyses and applications,” *proc. ICCD*, Oct. 2018, pp. 381–388
4. Luo Y., Ghose S., Cai Y., Haratsch E.F., Mutlu O. “HeatWatch: Improving 3D NAND flash memory device reliability by exploiting self-recovery and temperature awareness,” *proc. HPCA*, Feb. 2018, pp. 504–517.
5. Romashchenko M.A., Chirkov O.N., Churakov P.P. “An effective algorithm for evaluating a radio communication channel with spatial modulation”, *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2021, vol. 85, no. 6, pp. 52-56.
6. Bashkirov A.V., Khoroshailova M.V., Demikhova A.S. “Optimization of the information transmission system from an unmanned aerial vehicle and increasing the bandwidth of the communication channel”, *The Bulletin of Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia (Vestnik Voronezhskogo instituta MVD Rossii)*, 2023. no. 4, pp. 140-148.
7. Bashkirov A.V., Khoroshailova M.V., Demikhova A.S. “The method of pre-coding for a system of unmanned aerial vehicles”, *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 5. pp. 106-114.
8. Chirkov O.N., Romashchenko M.A., Bobylkin I.S. et al. “Pilot evaluation of the radio communication channel in MIMO-OFDM systems”, *proc. of the International Symposium Reliability and Quality (Nadezhnost i kachestvo)*, 2019, no. 2. pp. 87-90.

Submitted 06.08.2024; revised 05.11.2024

Information about the authors

Alexey V. Bashkirov – Vice-Rector for Science and Innovation, PhD, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: fabi7@mail.ru, ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-0939-722X>

Marina V. Horoshaylova – Associate Professor, Ph.D., Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: pmv2205@mail.ru, ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-9167-9538>

Alesya S. Demikhova – Postgraduate Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: kopr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2948-3240>

ИССЛЕДОВАНИЕ СОВРЕМЕННЫХ МНОГОЛУЧЕВЫХ ЛИНЗОВЫХ АНТЕНН

Д.А. Шершов¹, С.М. Фёдоров^{1,2}, Е.А. Ищенко¹¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия²Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматриваются многолучевые антенны на основе диэлектрических линз с применением современного методов 3D-печати. Диэлектрические линзовые антенны вызывают повышенный интерес для применения на миллиметровых и субмиллиметровых волнах, где они становятся компактными, особенно в конфигурациях со встроенным источником питания, которые обычно называют интегрированными линзовыми антеннами. Линзы очень гибки и просты в проектировании и изготовлении, являются надежной альтернативой отражательным антеннам на этих частотах. Выходной сигнал объектива может варьироваться от простого коллимированного луча (увеличивающего направленность излучения) до более сложных многоцелевых устройств. Представлены основные виды линз, такие как: линза Лüneберга, линза Максвелла. Было показано, что линза Максвелла «рыбий глаз» (MFEL) с положительным преломлением позволяет получать идеальную визуализацию, но требует дополнительных затрат на дренаж. MFEL, встроенный в наружное покрытие, вдохновленный концепцией *solid immersion*, позволяет получать изображения с высоким разрешением без утечек. Было обнаружено, что полное отражение на внешнем твердотельном иммерсионном интерфейсе и естественная идеальная фокусировка MFEL синтетически способствуют получению изображения с высоким разрешением, формируемого в воздухе. Представлена инновационная конструкция антенны, в которой используется цилиндрическая диэлектрическая линза Лüneберга, разработанная специально для приложений Интернета вещей (IoT) с частотой 60 ГГц. Для оптимизации связи в V-диапазоне диэлектрическая проницаемость диэлектрической среды стратегически регулируется путем точного регулирования физической пористости. Результаты измерений демонстрируют исключительную производительность антенны, превосходящую стандарты развертывания Интернета вещей. Это открывает путь к созданию усовершенствованной инфраструктуры Интернета вещей, характеризующейся расширенными возможностями обнаружения и улучшенной связью

Ключевые слова: антенна, линзовые антенны, линза Лüneберга, линза Максвелла, миллиметровые волны, Интернет вещей, 3D-печать

Благодарности: работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания (проект № FZGM-2023-0013)

Введение

Использование диэлектрической линзы в качестве части антенны почти так же старо, как демонстрация электромагнитных волн Герцем. На самом деле, в 1888 году Оливер Лодж использовал диэлектрическую линзу в своих экспериментах на длине волны 1 м (Лодж и Говард, 1888). Однако дальнейшее развитие исследования линзовых антенн получили только во время Второй мировой войны. Линзы использовались для преобразования диаграммы направленности основного источника в диаграмму направленности с высоким коэффициентом усиления, как для фиксированного, так и для сканирующего луча. Но в то время они были вытеснены отражательными антеннами, менее громоздкими и более легкими в микроволновом диапазоне.

Благодаря быстрому развитию схмотехники на миллиметровых и субмиллиметровых

волнах за последние два десятилетия вновь возрос интерес к линзовым антеннам, которые имеют более приемлемый размер на этих частотах. Линзы исследуются для получения изображений, в частности, для фиксированной и мобильной широкополосной связи, автомобильных радаров и т.д. В большинстве случаев диаграмма направленности целевого излучения по-прежнему представляет собой коллимированный луч (выход на плоскую волну), либо фиксированный, либо сканирующий. Но были также исследованы интересные лучи высокой формы, соответствующие строгим амплитудным шаблонам.

Линзы можно использовать для изменения фазы или амплитуды (или и того, и другого) диаграммы направленности основного излучения, чтобы преобразовать ее в заданную диаграмму направленности выходного излучения. В этом смысле линзы эквивалентны отражателям. Однако принцип действия линзы основан не на отражении, а на преломлении электромагнитных волн на поверхности линзы (в слу-

чае изотропных однородных линз) или внутри диэлектрического материала линзы в случае линз с неоднородным показателем преломления. Например, в одной из его самых простых конфигураций, рис. 1(а), параллельные лучи падающей плоской волны преломляются на поверхностях линз таким образом, что все выходные лучи пересекаются в точке, являющейся фокусом линзы. Все эти лучи имеют одинаковую длину электрического пути, то есть они попадают в фокусную точку по фазе (принцип Ферма), несмотря на их разную физическую длину, которая компенсируется меньшей фазовой скоростью ($v=c/n$) в разных частях линзы. В большинстве конструкций размеры линз велики с точки зрения длины волны, что позволяет использовать квазиоптические методы проектирования. Большие линзы, как и отражатели, обладают присущей им большой полосой пропускания, которая ограничена только полосой пропускания сигнала.

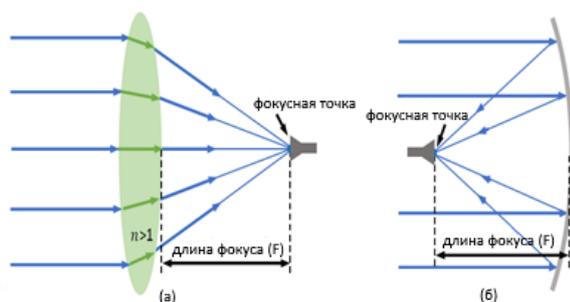


Рис. 1. Фокусирующие антенны:
а) линзы; б) отражатель

Одним из главных преимуществ линз перед отражателями является то, что источник питания и его несущая конструкция не загораживают апертуру антенны. Эта функция обратной подачи была ключевой при разработке концепции линзовых антенн миллиметрового и субмиллиметрового диапазона волн, в которых основание линзы устанавливается непосредственно в контакте с источником, например, с интерфейсом интегральной схемы, для создания направленной диаграммы направленности как однолучевой, так и многолучевой. Интегрированная конструкция линзы является очень гибкой для удовлетворения требований к характеристикам выходной диаграммы направленности, в то время как, например, можно добавить несколько корпусов, чтобы увеличить степень свободы конструкции, сохраняя компактность конструкции. Это отличается от систем с несколькими отражателями, в которых

из-за проблем с засорением требуются большие сложные конструкции.

Наличие мощных программных средств моделирования, станков с числовым программным управлением, технологий аддитивного 3D-производства, диэлектрических материалов с низкими потерями и обширных знаний об искусственных диэлектриках способствуют разработке и изготовлению очень сложных высокоэффективных линзовых антенн, а именно интегрированных линзовых антенн, которые легко доступны большинству лабораторий или компаний и доступны по цене для потребителей.

Типы линз

Этот раздел начинается с краткого обзора различных типов известных линз и представляет возможную классификацию [1].

Классификация линз основана на трех различных физических характеристиках: положение линзы относительно корпуса (вдали от линзы или в непосредственном контакте с ней), профиль показателя преломления (постоянный/ступенчатый или неоднородный) и количество преломляющих поверхностей (табл. 1). Для каждой из этих категорий линзы могут быть дополнительно классифицированы в зависимости от типа выходной диаграммы направленности: с фиксированным лучом (коллимированным или фасонным) или со сканирующим лучом (обычно коллимированным).

В ранних линзах и в некоторых современных конструкциях фокусная точка расположена на значительном удалении от линзы, на расстоянии, сравнимом с ее диаметром, как показано на рис. 1(а).

Таблица 1

Классификация линз по физическим характеристикам

С выносным питанием	Гомогенные	Одиночная рефракция
		Множественная рефракция
Интегрированные	Гомогенные	Одиночная рефракция
		Множественная рефракция
	Неоднородные	Непрерывная рефракция
		Множественная рефракция

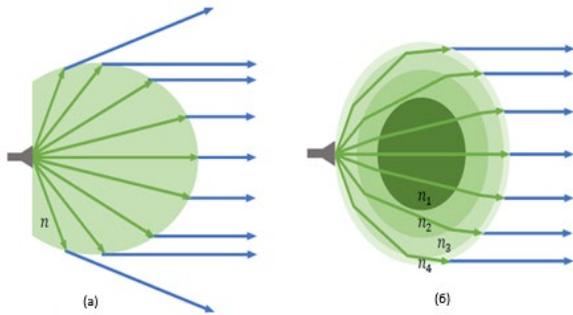


Рис. 2. Примеры встроенных линзовых антенн

В качестве альтернативы линзы могут быть сконструированы таким образом, чтобы источник питания находился в непосредственном контакте с корпусом линзы (или внутри корпуса, или на расстоянии небольшой части длины волны). В литературе они называются интегрированными линзовыми антеннами (ИЛА). Эти линзы могут быть изготовлены с одной или несколькими оболочками, хотя в наиболее распространенных конструкциях используется один слой.

Концепция интегральных линз началась с того, что полусферические линзы из цельного материала были добавлены поверх антенн на интегральных схемах для устранения режимов подложки и повышения эффективности излучения (Rebeiz, 1992). Это привело к использованию других фиксированных канонических форм, таких как эллиптическая или расширенно-полусферическая, для дальнейшего усиления и получения коллимированных выходных лучей (Филипович, 1993).

Но встроенная конфигурация линз особенно гибка для удовлетворения более сложных требований к выходному лучу, таких как диаграммы направленности типа «секущий квадрат», использующие более сложные поверхности линз (Fernandes, 1999), которые в общем случае могут иметь произвольную трехмерную форму для получения несимметричных диаграмм направленности (Vares, 2007). В работе (Fernandes, 2001) форма линзы адаптирована для преобразования излучения кругосимметричного источника в выходной луч квадратной или прямоугольной формы, направленный на землю.

Добавление дополнительной оболочки к интегрированной линзе создает вторую преломляющую поверхность, обеспечивающую дополнительную степень свободы при выполнении других конструктивных требований без чрезмерного ущерба для компактности линзы (рис. 3). Например, в (Costa 2008a) линза с

двойной оболочкой спроектирована таким образом, чтобы удовлетворять как условиям сканирования луча, так и максимальной передаче мощности по поверхностям объектива.

Линза Лüneберга – это особый случай интегрированных линз с неоднородным показателем преломления, когда в идеале падающая плоская волна фокусируется в противоположной точке на поверхности линзы (рис. 2(б).)

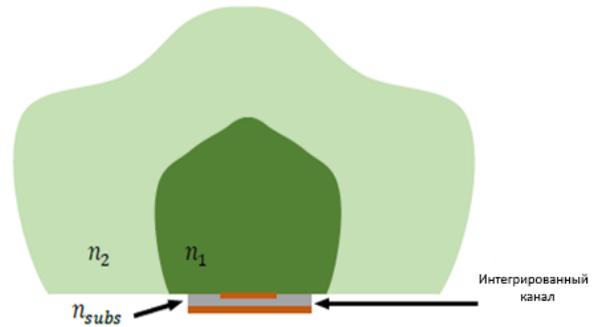


Рис. 3. Встроенная диэлектрическая линзовая антенна

Линза Лüneберга в реалиях Интернета вещей

Быстрый рост числа приложений «Интернет вещей» (IoT) значительно повысил необходимость в системе связи для работы с частотами в миллиметровом диапазоне. Этот всплеск в нем подчеркивает важность опережающего развития антенных технологий, в том числе с линзой многообещающим вариантом является линза, обладающая градиентным показателем преломления (GRIN). Среди них – многолучевая плоская линзовая антенна Лüneберга (MMP-LA), которая выделяется способностью обеспечивать более высокий коэффициент усиления и более эффективную диаграмму направленности многолучевого излучения.

В данном разделе рассматривается преобразующий потенциал пористого пластика при изготовлении MMP-LLA для систем связи IoT миллиметрового диапазона. Выбор материалов для антенных систем имеет первостепенное значение, особенно в миллиметровом диапазоне волн, где производительность и технологичность имеют первостепенное значение. Очень важно. Пористые полимеры являются идеальными кандидатами из-за их малого веса, экономичности и регулируемой пористости, а манипулирование диэлектрическими свойствами приводит к желаемым результатам, таким как снижение затухания сигнала и точное согласование импеданса.

Процесс создания линзы Люнеберга

Процесс производства линз MMP-LLA начинается на стадии проектирования с использованием инструментов электромагнитного моделирования и передовых технологий проектирования линз. Здесь ключевую роль играет технология 3D-печати, позволяющая точно создавать сложные формы и бесшовно интегрировать пористый пластик [2].

Традиционные методы производства сталкивались с ограничениями масштабируемости и практичности, но 3D-печать была преодолена благодаря быстрому созданию прототипов и итеративной оптимизации. Были изучены различные методы оптимизации, включая генетические алгоритмы, оптимизацию топологии и параметрическое моделирование, для улучшения конструкции объективов, совместимой с материалами для 3D-печати.

Интеграция пористых полимерных композиций в антенные системы открывает новые возможности для обеспечения низкой диэлектрической проницаемости и регулируемой пористости, что делает их идеальными для применения в миллиметровом диапазоне волн. Использование пористых пластмасс при производстве MMP-LLA означает значительный прогресс в технологии антенн миллиметрового диапазона волн. Используя технологию 3D-печати, мы разработали эффективную коммуникационную платформу, адаптированную к требованиям Интернета вещей, с акцентом на повышение эффективности использования пространства, экономичности и производительности.

Эта инновация устанавливает новый стандарт для беспроводных потоковых решений высокого разрешения в индустрии домашних развлечений, удовлетворяя потребность рынка в высокопроизводительных беспроводных сетях. Благодаря инновационному подходу к проектированию антенн для приложений Интернета вещей с частотой 60 ГГц, оснащенных цилиндрической диэлектрической линзой Люнеберга, антенна обеспечивает значительное повышение производительности в диапазоне 56-68 ГГц (рис. 4).

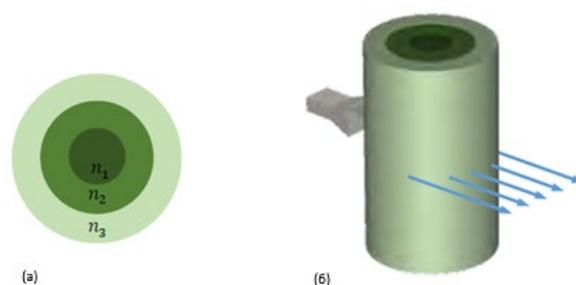


Рис. 4. Цилиндрическая диэлектрическая линза Люнеберга: а) срез слоёв в горизонтальной плоскости, б) общий вид с прохождением волн

Используя инновационную технологию виртуальной диэлектрической проницаемости для изменения показателя преломления и регулирования пористости для изменения диэлектрической проницаемости, несколько дипольных антенн используются для оптимизации распределения излучения. Изученные стратегии включают в себя манипулирование диэлектрической проницаемостью пластмасс, разработку эффективных пусковых устройств для пучка и оценку возможности использования материалов, напечатанных на 3D-принтерах.

Эта конструкция позволяет эффективно управлять пассивным пучком с повышенным коэффициентом усиления, перенаправляя луч под шестью различными углами, используя технологию линейного переключения с использованием шести дипольных решеток.

Концепция дизайна и механизм линзы Люнеберга

Последние достижения в области аддитивного производства привели к росту интереса к выбору градиентного экспоненциального распределения (GRIN) для проектирования фокусных линз. Регулируя пористость материала и среду, в которой он используется, можно создать линзовое устройство как с одинаковыми электрическими свойствами, так и с переменными электрическими свойствами. В линзах GRIN использование пористых структур в однородных средах представляет собой жизнеспособную альтернативу традиционным диэлектрическим линзам. Такой подход позволяет контролировать диэлектрическую проницаемость по всей линзе, устраняя зависимость от диэлектрической граничной среды. Исследования линз GRIN, в том числе линз Френеля, полу-максвелловских линз типа «рыбий глаз» (HMFЕ) и линз Люнеберга, направлены на

тщательное изменение диэлектрической проницаемости в двумерных или трехмерных моделях для удовлетворения требований к фокусировке линзы. Одним из лучших примеров оптических устройств с градиентным индексом (GRIN) является объектив Люнеберга. Устройство показывает, как можно использовать пористость материала в диапазоне микроволн и миллиметров для улучшения усиления и формирования луча антенны, показатель преломления обоих устройств уменьшается в радиальном направлении и соответствует диапазону.

Линзы Люнеберга работают в области оптики, основываясь на принципе сферической симметричной среды с градиентным индексом (GRIN). Основными источниками света для этой линзы служат различные волноводы, в том числе коаксиально-волноводные и рупорные антенны. Тем не менее, их применение может привести к созданию более громоздких конструкций антенн. Недавние исследования направлены на изучение инновационных комбинаций волноводов, таких как микрополосковые линии и ячейки из метаматериала, в рамках гибридного подхода, направленного на эффективное управление диэлектрической проницаемостью отдельных подзон. Конструкция устройства GRIN основана на теории эффективных сред, которая использует метод, основанный на пористости, для контроля диэлектрической проницаемости.

Для обеспечения точности анализа метод основан на использовании периодических пористых базовых ячеек, диаметр которых, как правило, составляет около 10 мкм на 1 длину волны. Разработчики умело регулируют диэлектрическую проницаемость, сочетая теоретические знания с экспериментальными данными. Отдельные элементы, из которых состоят устройства GRIN (gradient index), могут быть сконфигурированы независимо друг от друга. Эти пластиковые линзы имеют цилиндрическую конструкцию диаметром 1 мм и подсвечиваются дипольной антенной, создающей диаграмму направленности, аналогичную $\cos^2\theta$, которая действует как осветитель линз.

Диэлектрическая линзовая антенна, состоящая из трех основных элементов: пористой линзы Люнеберга, дипольной антенны и волновода с параллельными пластинами, напечатанными на 3D-принтере, представляет собой однородную среду с помощью инновационного метода, основанного на использовании воздушных отверстий.

Однородные линзы, изготовленные из полиимидного пластика, обладают относительной диэлектрической проницаемостью (ϵ), равной 3,57, и тангенсом угла затухания ($\tan\delta$), равным 0,06 на частоте 60 ГГц. Согласно техническим спецификациям, предоставленным EOS GmbH и Sculpteo, рекомендуемое значение диэлектрической проницаемости на частоте 10 ГГц составляет 3,8.

В результате тщательного анализа был определен идеальный диаметр отверстий для подачи воздуха, чтобы обеспечить достижение требуемой искусственной диэлектрической проницаемости во всей однородной среде. Эта точность применяется к каждой дискретизированной поверхности линзы Люнеберга, которая разбита на квадратные ячейки.

Концепция и дизайн линзы Максвелла

Линзы типа «рыбий глаз» Максвелла представляют собой неоднородные сферы, в которых все лучи, выходящие из точки на линзе, будут проходить по круговым траекториям вокруг центра линзы. Оптическое расстояние между точками истока и отвода вдоль каждой из круговых траекторий линзы одинаково. Линзы типа «рыбий глаз» обладают важным свойством, которое необходимо и достаточно для ретроориентирующего действия, т.е. каждая точка на линзе P имеет точку изображения P*, так что изображение представляет собой фазовую инверсию (рис. 5) [3].

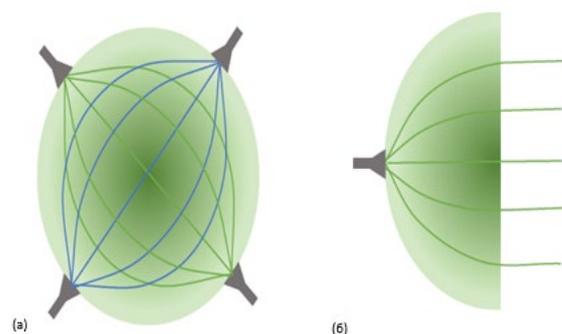


Рис. 5. а) линза Максвелла «рыбий глаз»; б) половина линзы Максвелла «рыбий глаз». Более темный цвет соответствует более высоким значениям диэлектрической проницаемости

Максвелла «рыбий глаз» (MFEL) с положительным преломлением позволяет получать идеальную визуализацию, но требует дополнительных затрат на дренаж. Это привело к продолжающимся жарким спорам о строгости фи-

зики явлений сверхразрешения в MFEL. В этом разделе MFEL, встроенный в наружное покрытие, вдохновленный концепцией *solid immersion*, позволяет получать изображения с высоким разрешением без утечек. Такое решение смягчает и обходит стороной соответствующую критику и споры последних десятилетий [4]. Было обнаружено, что полное отражение на внешнем твердотельном иммерсионном интерфейсе и естественная идеальная фокусировка MFEL синтетически способствуют получению изображения с высоким разрешением, формируемого в воздухе. Более того, этот интуитивно понятный и в то же время простой концепт может быть успешно применен к другим приборам, таким как линза Лüneберга, и ожидается появление более универсальных систем наложения изображений.

Заключение

В данной работе был проведен анализ современных многолучевых линзовых антенн с использованием линзы Максвелла и линзы Лüneберга как примеров высокоэффективных систем для формирования направленных диаграмм излучения. Рассмотрены ключевые принципы работы линзовых антенн, особенности их конструкций. Основными областями применения могут являться: спутниковая связь, системы радиолокации и беспроводные сети. В ходе обзора выявлено, что обе линзы обладают уникальными характеристиками, позволяющими улучшить качество сигнала и расширить возможности многолучевого излу-

чения. Линза Максвелла демонстрирует высокую точность фокусировки и возможность управления направлением луча, что делает её привлекательной для применения в компактных устройствах. Линза Лüneберга, в свою очередь, обладает высокой эффективностью в широкополосных системах, благодаря возможности работы с различными углами падения волны и её широкому диапазону частот.

Полученные результаты позволяют утверждать, что линзовые антенны на основе данных моделей имеют большой потенциал для дальнейшего развития и внедрения в перспективные коммуникационные системы, требующие высокой пропускной способности и точности. В будущем, усовершенствование материалов и методов изготовления таких антенн позволит ещё больше повысить их производительность и адаптивность под задачи следующего поколения беспроводных технологий.

Литература

1. Dielectric Lens Antennas. *Antennas and Propagation / Carlos A. Fernandes, Eduardo B. Lima, Jorge R. Costa. // IEEE Transactions. 62. PP. 1895-1902.*
2. Pourahmadazar J., Virdee B.S., Denidni T.A. Advancing into Millimeter Wavelengths for IoT: Multibeam Modified Planar Luneburg Lens Antenna with Porous Plastic Material // *Electronics. 2024. 13. P. 1605.*
3. Bitton O., Bruch R., Leonhardt U. Two-dimensional Maxwell fisheye for integrated optics // *Phys. Rev. Appl. 2018. 10. P. 44059.*
4. Badri S.H., Saghai H.R., Soofi H. Polygonal Maxwell's fisheye lens via transformation optics as multimode waveguide crossing // *J. Opt. 2019. 21. P. 65102.*

Поступила 21.10.2024; принята к публикации 18.11.2024

Информация об авторах

Шершов Даниил Александрович – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84), e-mail: shershovdaniil@yandex.ru

Фёдоров Сергей Михайлович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84); Международный институт компьютерных технологий (394026, Россия, г. Воронеж, ул. Солнечная, д. 29 б), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

Ищенко Евгений Алексеевич – ассистент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84), e-mail: kursk1998@yandex.ru

RESEARCH OF MODERN MULTIPATH LENS ANTENNAS

D.A. Shershov¹, S.M. Fedorov^{1,2}, E.A. Ishchenko¹

¹**Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia**

²**International Institute of Computer Technologies, Voronezh, Russia**

Abstract: the article discusses multipath antennas based on dielectric lenses using modern 3D printing methods. Dielectric lens antennas are of increased interest for applications on millimeter and submillimeter waves, where they become

compact, especially in configurations with an integrated power supply, which are commonly referred to as integrated lens antennas. The lenses are very flexible and easy to design and manufacture, being a reliable alternative to reflective antennas at these frequencies. The output signal of the lens can range from a simple collimated beam (increasing the directivity of radiation) to more complex multi-purpose devices. The main types of lenses are presented, such as: Luneberg lens, Maxwell lens. It has been shown that the Maxwell Fisheye lens (MFEL) with positive refraction allows for perfect visualization, but requires additional drainage costs. MFEL embedded in the outer coating, inspired by the solid immersion concept, allows for high-resolution images without leaks. It was found that the full reflection on the external solid-state immersion interface and the natural ideal focusing of MFEL synthetically contribute to obtaining a high-resolution image formed in the air. An innovative antenna design is presented, which uses a cylindrical Luneberg dielectric lens designed specifically for Internet of Things (IoT) applications with a frequency of 60 GHz. To optimize the V-band coupling, the dielectric constant of the dielectric medium is strategically regulated by precisely regulating the physical porosity. The measurement results demonstrate exceptional antenna performance, exceeding the standards of the Internet of Things deployment. This paves the way for the creation of an improved Internet of Things infrastructure, characterized by enhanced detection capabilities and improved connectivity

Key words: antenna, Lens antennas, Luneberg lens, Maxwell lens, millimeter waves, Internet of Things, 3D printing

Acknowledgements: the work was carried out with the financial support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation within the framework of the state assignment no. FZGM-2023-0013

References

1. Carlos A. Fernandes, Eduardo B. Lima, Jorge R. Costa “Dielectric Lens Antennas. Antennas and Propagation”, *IEEE Transactions*, no. 62, pp. 1895-1902
2. Pourahmadazar J., Virdee B.S., Denidni T.A. “Advancing into Millimeter Wavelengths for IoT: Multibeam Modified Planar Luneburg Lens Antenna with Porous Plastic Material”, *Electronics*, 2024, no. 13, p. 1605, available at: <https://doi.org/10.3390/electronics13091605>
3. Bitton, O., Bruch, R., Leonhardt, U. “Two-dimensional Maxwell fisheye for integrated optics”, *Phys. Rev. Appl.*, 2018, no. 10, p. 44059.
4. Badri S.H., Saghai H.R., Soofi H. “Polygonal Maxwell’s fisheye lens via transformation optics as multimode waveguide crossing”, *J. Opt.*, 2019, no 21, p. 65102.

Submitted 21.10.2024; revised 18.11.2024

Information about the authors

Daniil A. Shershov – Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: shershovdaniil@yandex.ru

Sergei M. Fedorov – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia); International Institute of Computer Technologies (29 b Solnechanya str., Voronezh 39026, Russia), e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

Evgeniy A. Ishchenko – Postgraduate Student, Assistant, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: kursk1998@yandex.ru

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛА СВЯЗИ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ К ШУМОПОДОБНЫМ ПОМЕХАМ

М.А. Ромашенко, Д.В. Васильченко, А.Ю. Аралов

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассмотрен вопрос исследования помехоустойчивости каналов радиосвязи на основе технологии Long Range (LoRa), используемых в беспилотных летательных аппаратах, к воздействию шумоподобных помех с частотной модуляцией шума. Дано обоснование выбора шумоподобной помехи как наиболее распространенной и эффективной для подавления каналов связи. Представлен алгоритм формирования частотно-модулированной шумоподобной помехи и его математическая реализация в среде моделирования MatLab, приведены соответствующие спектрограммы. Полученные квадратуры сигнала при помощи векторного генератора использовались для экспериментальной реализации помехового воздействия. Разработана структурная схема экспериментального стенда для практического подавления канала связи LoRa и произведен выбор необходимого оборудования. В рамках эксперимента выполнена оценка зависимости между мощностью помехового и полезного сигнала в условиях подавления связи и в условиях стабильной работы приёмника LoRa. Представлены спектральные данные и уровни отношения сигнал/шум на разных этапах эксперимента. На основе полученных данных сделаны выводы о низкой энергоэффективности шумоподобной помехи для подавления системы связи на основе LoRa. Даны рекомендации для дальнейших исследований в области помехоустойчивых систем связи и управления наземными и воздушными беспилотными роботизированными аппаратами, использующих технологию LoRa

Ключевые слова: помехоустойчивая связь, канал связи, БПЛА, шумоподобная помеха, LoRa

Благодарности: работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FZGM-2024-0006)

Введение

С увеличением распространенности и доступности беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) растет и вероятность их использования в противоправных целях. Данная тенденция создает существенную потенциальную угрозу для общественной и государственной безопасности. Вследствие мобильности, маневренности и возможности оснащения различной нагрузкой, БПЛА становятся эффективными инструментами для осуществления деструктивных действий.

Для противодействия угрозам связанных с применением беспилотных авиационных систем (БАС) необходима разработка эффективных подходов подавления их работы. Одним из таких подходов может быть воздействие на радиоканалы БАС. Подавление работы каналов связи и управления блокирует обмен данными с БПЛА, что существенно снижает его функциональность и минимизирует вероятность выполнения целевой деструктивной задачи.

Одним из распространенных подходов применяемым для создания каналов связи и

управления БПЛА является использование технологии Long Range (LoRa). Данный метод модуляции и протокола передачи данных характеризуется высокой помехо-устойчивостью и энергоэффективностью, что позволяет обеспечивать стабильную передачу данных на значительные расстояния при низкой мощности сигнала [1]. При этом стандартные методы подавления каналов связи и управления могут оказываться не эффективными.

В связи с этим вопрос разработки методов и средств подавления каналов связи БПЛА с использованием LoRa-модуляции становится особенно актуальным. Проводимое исследование направлено на изучение устойчивости каналов связи и управления на основе технологии LoRa к частотно-модулированным шумоподобным помехам и поиску подходов для подавления функционирования подобных БАС.

Постановка задачи

Целью работы является оценка эффективности использования шумоподобной помехи с частотной модуляцией шума (ЧМШ) для подавления каналов радиосвязи на основе LoRa, применяемых для управления БПЛА. В рамках

исследования было необходимо решить следующие задачи:

- обосновать выбор шумоподобной помехи с частотной модуляцией шума для подавления канала связи;
- определить спектральные характеристики шумоподобной помехи и её влияние на работу радиоприемника на основе аппаратного модуля LoRa;
- выявить соотношение мощности помехового и полезного сигналов (отношение сигнал/шум), необходимое для полного подавления канала связи.

В результате должна быть получена оценка эффективности использования ЧМШ для подавления связи на частоте 914,9 МГц и определен минимальный уровень мощности помехи необходимой для нарушения связи.

Для количественной оценки подавления сигнала использовалось отношение мощности помехового сигнала к мощности полезного сигнала (J/S), которое выражается формулой [2]:

$$\frac{P_J}{P_S} = 10^{\left(\frac{L_J - L_S}{10}\right)}, \quad (1)$$

где P_J – мощность помехи (Вт), P_S – мощность полезного сигнала LoRa (Вт), L_J – уровень мощности помехи в дБм, L_S – уровень мощности полезного сигнала в дБм.

Для достижения полного подавления связи необходимо, чтобы L_J значительно превышал L_S . В ходе исследования оценено минимальное значение L_J , при котором приемник LoRa перестает принимать сигнал, и сравнивается с P_S что позволит сделать выводы об эффективности или, напротив, неэффективности данного вида помех в отношении технологии LoRa.

Для оценки спектральной плотности мощности помехи использовалось выражение для спектральной плотности сигнала с ЧМШ:

$$S(f) = \frac{P_J}{B}, \quad (2)$$

где P_J – полная мощность помехи, B – ширина полосы помехи.

Проведение математического моделирования, а затем экспериментального исследования, позволит оценить, как изменение мощности помехи влияет на эффективность подавления, а также насколько плотно спектральная мощность ЧМШ заполняет частотный диапазон канала связи и управления.

Подходы к подавлению каналов радиосвязи

Для подавления каналов радиосвязи применяются различные методы формирования модулированных помеховых сигналов, которые по типу модуляции схожи с сигнальными и могут использовать частотную, фазовую или амплитудную модуляцию. В соответствии с типом их воздействия, помеховые сигналы можно условно разделить на две основные группы: шумоподобные и сигналоподобные [3].

Шумоподобные помехи представляют собой случайные процессы, промодулированные одной из указанных модуляций. Основное преимущество таких сигналов заключается в их универсальности, которая обеспечивается плотным заполнением спектра, что ведет к эффективному подавлению в широком диапазоне частот. При этом их главный недостаток заключается в низкой энергоэффективности из-за рассеивания мощности сигнала по всему спектру, что приводит к снижению энергетической эффективности помехи и, как следствие, уменьшению дальности эффективного подавления.

Сигналоподобные помехи представляют собой незатухающие гармонические колебания промодулированные шумом по частоте (3), фазе (4) или амплитуде (5). Такие помехи могут быть более энергоэффективными за счет целевого воздействия на радиоприемное устройство, но требуют более сложной схемы генерации и адаптации к характеристикам конкретной радиосистемы [3].

$$S(t) = A * \sin(2 * \pi i * w(t) * t + \varphi), \quad (3)$$

$$S(t) = A(t) * \sin(2 * \pi i * w * t + \varphi), \quad (4)$$

$$S(t) = A * \sin(2 * \pi i * w * t + \varphi(t)). \quad (5)$$

В случае шумовой помехи $w(t)$, $A(t)$, $\varphi(t)$ - представляют собой случайный закон изменения, частоты, фазы или амплитуды.

Алгоритм формирования частотно-модулированной шумоподобной помехи

Формирование шумоподобных помех с ЧМШ является одним из наиболее распространенных подходов к созданию помех. Для математического описания такого сигнала использовалась платформа MatLab, в которой

были синтезированы параметры модулирующего шума и получена требуемая спектральная характеристика. На рис. 1 представлен алгоритм формирования ЧМШ-помехи.

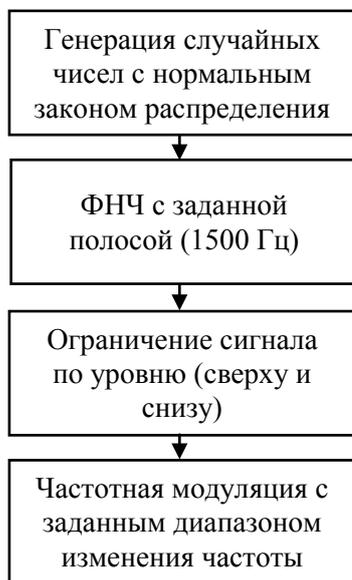


Рис. 1. Алгоритм генерации ЧМШ-помехи

На первом этапе синтеза ЧМШ-помехи выполнялась генерация случайных чисел с нормальным законом распределения случайной величины [4]. В результате на выходе формируется последовательность из N случайных чисел, которые представляют собой набор амплитуд сигнала в комплексной форме (IQ).

Затем данная последовательность подается на фильтр нижних частот (ФНЧ) с окном Хэмминга, имеющим полосу пропускания равную 1500 Гц, что ограничивает частотный спектр шума в нужной полосе, соответствующей характеристикам системы.

Далее, по выражению (6), происходит ограничение сигнала по уровню для получения оптимального пик фактора, что позволяет задать нужную «импульсность» сигнала для повышения эффективности помехи.

$$PAR = \max(sig) / \sigma, \quad (6)$$

где $\max(sig)$ – максимальное значение амплитуды сигнала; σ – среднеквадратическое (RMS) значение сигнала.

Эмпирически установлено, что пик фактор от 2 до 2,5 обеспечивает наилучший уровень «импульсности» для воздействия на систему. Случайная последовательность после фильтра нижних частот и ограничения по уровню представлена на рис. 2.

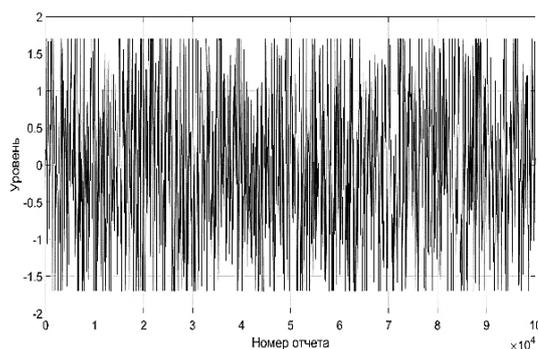


Рис. 2. Случайная последовательность после ФНЧ с ограничением по уровню

После чего происходит частотная модуляция по формуле (3) со случайным законом изменения частоты. Спектр частотно модулированного шумом сигнала изображён на рис. 3.

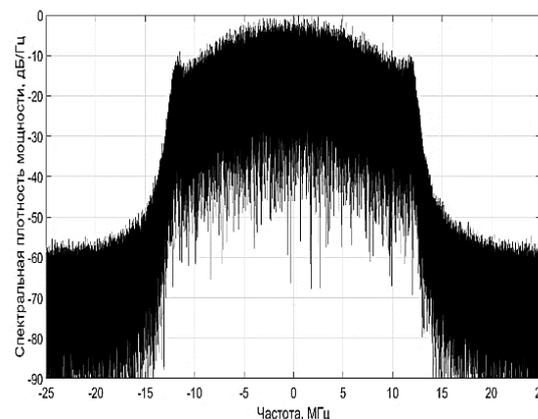


Рис. 3. Спектр ЧМШ сигнала

Исследования воздействия шумовой помехи на канал связи LoRa

На рис. 4 представлена структурная схема экспериментального стенда для исследования воздействия шумоподобной помехи на канал радиосвязи LoRa.

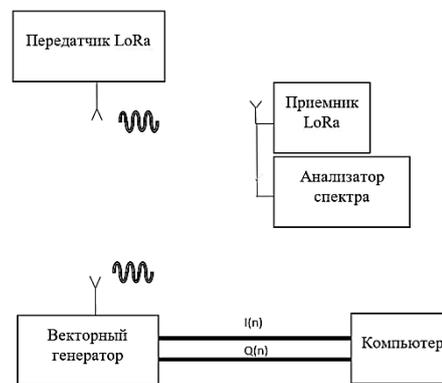


Рис. 4. Структурная схема экспериментального стенда

Для проведения эксперимента использовалось следующее оборудование: векторный генератор Rohde & Schwarz SMBV100A; приемник и передатчик, реализованные в виде аппаратных модулей LoRa, работающих на частоте 914,9 МГц [5]; анализатор спектра Rohde&Schwarz FSW13 (рис. 5).



Рис. 5. Экспериментальный стенд

Помеховый сигнал формировался в ПО Matlab, после чего квадратуры синтезированного помехового сигнала поступали на векторный генератор через Ethernet. Посредством широкополосной ненаправленной антенны диапазона 620–1000 МГц, подключенной к векторному генератору, помеха излучалась в эфир.

Для получения относительно равной мощности сигналов в точке подавления приемника (точка приема полезного сигнала), расстояния от векторного генератора и передатчика до приемника LoRa были равные. Также использовались абсолютно подобные антенны для центральной частоты (914,9 МГц) в приемном и передающем устройстве. Ширина полосы приемопередающего тракта равнялась 24 МГц, ширина полосы помехи соответственно также 24 МГц.

Регулировка усиления происходила векторным генератором, от -30 дБм до 30 дБм. Мощность передатчика LoRa в связке с антенной была фиксированной, и равнялась 10 мВт, что соответствует 10 дБм.

В процессе выполнения эксперимента были получены спектральные плотности мощности передатчика LoRa и помехи ЧМШ, а также их уровни в дБм на частоте 914,9 МГц (рис. 6, 7).

При проведении эксперимента потеря связи аппаратным LoRa-приемником оценивалась по прекращению поступления данных на принимающее устройство. В исследуемой системе связи индикатором служил светодиод приемника. При непрерывном свечении светодиода производил индикацию стабильного канала связи, а при мигании с частотой 1 Гц – фиксировалась потеря связи между передатчиком и приемником. Эксперимент показал, что

потеря связи происходила при уровне помехи в 25,5 дБм, в то время как мощность передатчика LoRa составляла 10 дБм. Таким образом, для полного подавления приемника LoRa необходимо было превысить уровень полезного сигнала на 15,5 дБ (более чем в 35 раз). Эксперимент показал низкую эффективность шумоподобной помехи для подавления системы радиосвязи на основе технологии LoRa.

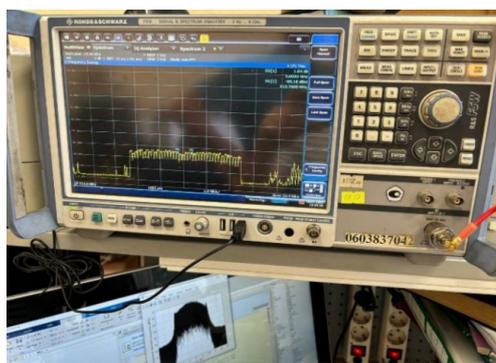


Рис. 6. Спектр сигнала аппаратного LoRa-передатчика

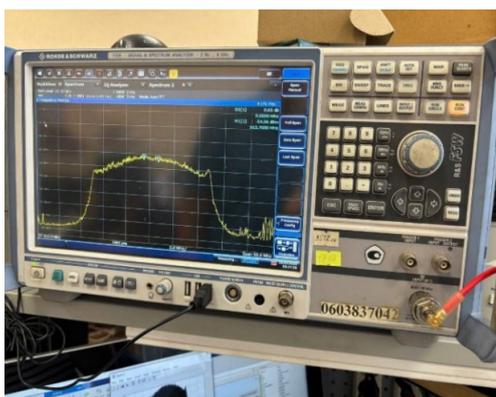


Рис. 7. Спектр сигнала ЧМШ при полном подавлении приемника LoRa

Заключение

В результате проведенного исследования был предложен и продемонстрирован способ подавления системы радиосвязи на основе технологии LoRa с использованием ЧМШ-помехи.

Исходя из полученных результатов, можно сказать, что шумоподобная помеха с ЧМШ является неэффективной для подавления системы связи на основе технологии LoRa. Так для полного подавления радиоканала и прекращения радиообмена необходимо создать помеху для достижения уровня отношения сигнал/шум -15,5 дБ. Т.е. требуется затратить слишком много энергии помехового сигнала по отношению к энергии полезного сигнала. Для эффективного подавления радиоканала на основе технологии LoRa требуется дальнейшее изучение особенностей данного типа модуляции и протокола передачи данных.

Литература

1. Леушин А.В. LORA как новый вид модуляции. Принцип работы, основные параметры, помехоустойчивость // Техника радиосвязи. 2022. № 2(53). С. 28-42.
2. Палий А.И. Радиоэлектронная борьба. М.: Воениздат, 1989. 350 с.
3. Вакин С.А., Шустов Л.Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М.: Сов.радио, 1968. 448 с.

4. Ван Брант Л.Б. Справочник по методам радиоэлектронного подавления и помехозащиты систем с радиолокационным управлением; под ред. К.И. Фомичева, Л.М. Юдина. М., 1985. 1079 с.

5. Ватрич А.Д., Оплемах Г.О., Иськив В.М. Радиопередающий модуль системы связи на основе технологии LoRa // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций. 2021. № 4. С. 76-81.

Поступила 25.09.2024; принята к публикации 18.11.2024

Информация об авторах

Ромашенко Михаил Александрович – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: kivr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5629-6056>

Васильченко Дмитрий Владимирович – младший научный сотрудник, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: kivr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1045-0841>

Аралов Александр Юрьевич – инженер, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: kivr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2795-419X>

INVESTIGATION STABILITY A COMMUNICATION CHANNEL OF UNMANNED AERIAL VEHICLES TO NOISE-LIKE INTERFERENCE

M.A. Romashchenko, D.V. Vasilchenko, A.Yu. Aralov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the issue of studying the noise immunity of radio communication channels based on Long Range (LoRa) technology used in unmanned aerial vehicles to the impact of noise-like interference with frequency modulation of noise is considered. The rationale for choosing noise-like interference as the most common and effective for suppressing communication channels is given. An algorithm for generating frequency-modulated noise-like interference and its mathematical implementation in the MatLab modeling environment are presented, and the corresponding spectrograms are given. The signal quadratures obtained using a vector generator were used for the experimental implementation of the interference effect. A structural diagram of an experimental stand for practical suppression of the LoRa communication channel has been developed and the necessary equipment has been selected. As part of the experiment, an assessment of the relationship between the power of the interference and useful signal under communication suppression conditions and under stable operation of the LoRa receiver has been performed. Spectral data and signal-to-noise ratio levels at different stages of the experiment are presented. Based on the data obtained, conclusions have been made about the low energy efficiency of noise-like interference for suppressing a LoRa-based communication system. Recommendations are given for further research in the field of interference-resistant communication and control systems for ground and air unmanned robotic vehicles using LoRa technology

Key words: noise-resistant communication, communication channel, UAV, noise-like interference, LoRa

Acknowledgments: the work was supported by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (project to. FZGM-2024-0006)

References

1. Leushin A.V. "LORA as a new type of modulation. The principle of operation, basic parameters, noise immunity", *Radio communication technology (Tekhnika radiosvyazi)*, 2022, no. 2(53), pp. 28-42. EDN OIYNJX
2. Paliy A.I. "Electronic warfare" ("Radioelektronnaya bor'ba"), Moscow, Voenizdat, 1989, 350 p.
3. Vakin S.A., Shustov L.N. "Fundamentals of radio communication and radio engineering intelligence" ("Osnovy radioprotivodeystviya i radiotekhnicheskoy razvedki"), Moscow, Sovetskoe radio, 1968, 448 p.
4. Van Brunt L.B. "Handbook of methods of electronic suppression and interference protection of radar-controlled systems" ("Spravochnik po metodam radioelektronnogo podavleniya i pomexhozashchity sistem s radiolokatsionnym upravleniyem"), trans. from Eng., ed. by K.I. Fomichev, L.M. Yudin, Moscow, 1985, 1079 p.
5. Vatrach A.D., Oplemah G.O., Iskiv V.M. "Radio transmission module of a communication system based on LoRa technology" / A.D. Vatrach, *Modern problems of radio electronics and telecommunications (Sovremennyye problemy radioelektroniki i telekommunikatsiy)*, 2021, no. 4, pp. 76-81. EDN NEZBLI.

Submitted 25.09.2024; revised 18.11.2024

Information about the authors

Mikhail A. Romashchenko – Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: kivr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5629-6056>

Dmitriy V. Vasilchenko – Junior Researcher, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: kivr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1045-0841>

Alexandr Yu. Aralov – Engineer, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: kivr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2795-419X>

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КОМПАУНДОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЛАНАРНОГО ТРАНСФОРМАТОРА В МОДУЛЕ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯИ.С. Бобылкин¹, А.А. Кузёмкин¹, Е.М. Ивашкина^{1,2}, А.М. Безрукавый¹¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия²АО «Орбита», г. Воронеж, Россия

Аннотация: в современном мире электроники и электротехники всё большее значение приобретают компактные и эффективные решения для систем электропитания. Планарные трансформаторы, благодаря своей плоской конструкции, представляют собой перспективное направление для уменьшения размеров и веса модулей электропитания. Однако их изготовление требует особого внимания к выбору и использованию компаундов, которые играют ключевую роль в обеспечении надёжности, безопасности и эффективности работы трансформаторов. Компаунды выполняют несколько важных функций: герметизация, электроизоляция, взрывозащита и влияние на тепловые характеристики. Рассматривается исследование влияния компаундов на характеристики планарного трансформатора в модуле электропитания, приводится анализ различных типов компаундов и их воздействия на параметры трансформатора, такие как индуктивность, потери, температурный режим и надёжность. Представлены результаты экспериментальных исследований, которые позволяют оценить эффективность использования различных компаундов для улучшения характеристик трансформатора. Также обсуждаются перспективы применения полученных результатов в разработке современных модулей электропитания. С результатами будет полезно ознакомиться специалистам в области электротехники, электроники и проектирования электронных устройств при изучении данных и рекомендаций для оптимизации и модернизации трансформаторных модулей

Ключевые слова: планарный трансформатор, компаунд, модуль электропитания, характеристика трансформатора

Введение

Актуальность проблемы исследования влияния компаундов на характеристики планарного трансформатора в модуле электропитания обусловлена несколькими ключевыми факторами. Во-первых, современные технологии требуют всё более компактных и эффективных решений в области электроники, включая системы электропитания. Планарные трансформаторы, благодаря своей плоской конструкции, могут значительно уменьшить размеры и вес модулей электропитания, что делает их привлекательными для широкого спектра применений, от портативной электроники до аэрокосмической отрасли.

Во-вторых, использование компаундов в качестве изоляционных материалов и наполнителей позволяет улучшить электрические и механические характеристики трансформаторов, делая их более надёжными и долговечными. Это особенно важно в условиях высоких температур и вибраций, характерных для многих промышленных и военных приложений.

Наконец, исследование влияния компаундов на характеристики планарных трансформаторов открывает новые возможности для опти-

мизации и улучшения существующих технологий, а также для разработки новых материалов и конструкций, способных удовлетворить растущие требования к энергоэффективности и надёжности электронных систем.

Компаунд играет ключевую роль в изготовлении планарных трансформаторов, выполняя несколько важных функций. Во-первых, он служит для герметизации трансформатора, защищая его от воздействия окружающей среды, влаги и пыли. Это особенно важно для обеспечения долгосрочной стабильности и надёжности работы трансформатора.

Во-вторых, компаунд обеспечивает электроизоляцию между различными частями трансформатора, предотвращая короткие замыкания и повышая безопасность эксплуатации. Это критически важно для предотвращения электрических пробоев и обеспечения безопасности пользователей.

В-третьих, компаунд может использоваться для взрывозащиты, заключая в себе потенциально взрывоопасные части трансформатора. Это особенно актуально для применения в условиях повышенной опасности возгорания.

Кроме того, компаунд может влиять на тепловые характеристики трансформатора, обеспечивая эффективное распределение тепла и предотвращая перегрев. Это способствует увеличению срока службы трансформатора и пре-

дотвращает его преждевременный выход из строя [1].

Таким образом, компаунд является неотъемлемым компонентом процесса изготовления планарных трансформаторов, играя важную роль в обеспечении их надежности, безопасности и эффективности.

Эксперимент № 1

Цель эксперимента заключается в определении наилучшего клея для соединения элементов магнитопровода планарного трансформатора, доступного на мировом рынке.

Объектом исследования является планарный трансформатор для модулей электропитания мощностью до 30 Вт (DC/DC преобразователей), состоящий из пяти образцов.

Задача эксперимента включает следующие пункты: определение зависимости характеристик трансформатора от температуры окружающей среды при использовании различных компаундов; проведение сравнительного анализа полученных результатов и формулирование выводов; определение теоретических критериев идеального компаунда для склеивания сердечников друг с другом.

В эксперименте используются следующие материалы и компоненты: эпоксидные однокомпонентные клеи Adhezol ES 160 WQ, ЦМК-ОК-НБ и KOKI JU-R2S; цианоакрилатные клеи Cosmofen CA12 и Permобond 920; провод ПЭВТЛ-2 75 мм, термоусадочные трубки и припой SN100C (SnCu0,7Ni).

Для проведения эксперимента используется следующее оборудование: электронный измеритель RLC APPA703; камера тепла и холода SMC-225-CD.

Процесс эксперимента состоит из следующих этапов: сборка планарного трансформатора согласно конструкторской документации (с использованием одного клея на один образец трансформатора) (рис. 1); измерение величин индуктивности и добротности обмоток в соответствии с конструкторской документацией; контактные площадки трансформаторов должны быть покрыты припоем SN100C (SnCu0,7Ni), провода с обеих сторон ПЭВТЛ-2 75 мм также необходимо залудить этим припоем; затем следует спаять провода с обмотками I и III; выводы образцов нужно промаркировать с помощью термоусадочных трубок; образцы следует разместить в одной таре и поместить в камеру тепла и холода (рис. 2).

В процессе эксперимента производить замеры индуктивности и добротности с использованием электронного измерителя RLC APPA703 в диапазоне температур от -60 до 150 °С с шагом 10 °С. Полученные данные нужно записать, провести сравнительный анализ результатов и сделать соответствующие выводы.



Рис. 1. Процесс проведения эксперимента:
а) сборка образцов планарных трансформаторов;
б) пайка выводов к обмоткам

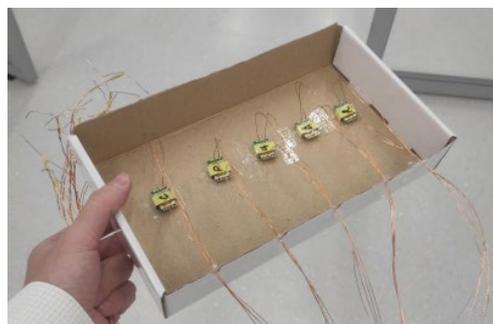


Рис. 2. Размещение образцов в камеру тепла и холода

Согласно технической документации, индуктивность первичной и вторичной обмоток составляет $16 \text{ мкГн} \pm 38 \%$ и $4 \text{ мкГн} \pm 38 \%$.

На основании данных из зависимостей (рис. 3-4) можно сделать следующие выводы:

— образцы № 1, 3 и 5 наиболее близки к требованиям документации, удовлетворительный результат (от 9,92 до 22,08 мкГн) у образца № 2, неудовлетворительный результат (не соответствует требованиям) у образца № 4.

— эпоксидные компаунды показали лучшую устойчивость к изменениям температуры, в отличие от цианоакрилатных клеев.

— цианоакрилатный клей Permобond 920 (образец № 5) показал лучшие результаты по сравнению с клеем Cosmofen 920 (образец № 4).

Таким образом, эпоксидный компаунд является наиболее подходящим для склеивания сердечников благодаря своим механическим свойствам и характеристикам. В этом случае японский компаунд KOKI (образец № 1) показал хорошие результаты. Российские аналоги Adhezol ES 160 WQ и ЦМК-ОК-НБ также подходят для использования, особенно если речь идёт об экономической целесообразности.

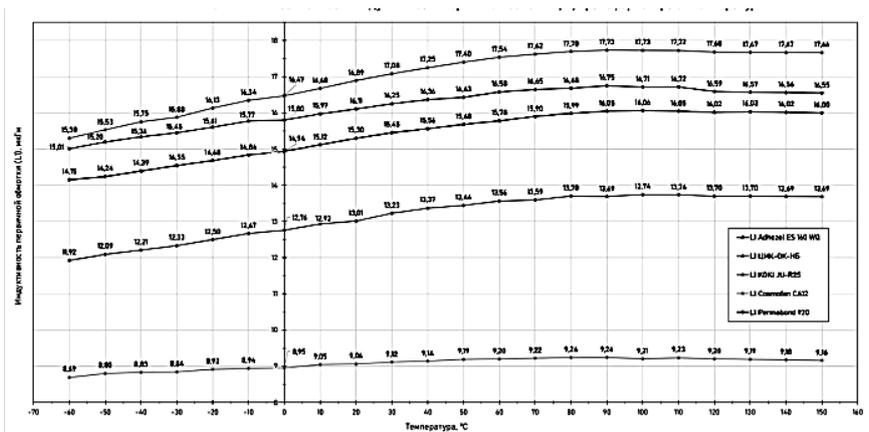


Рис. 3. Зависимость индуктивности первичной обмотки трансформатора от температуры

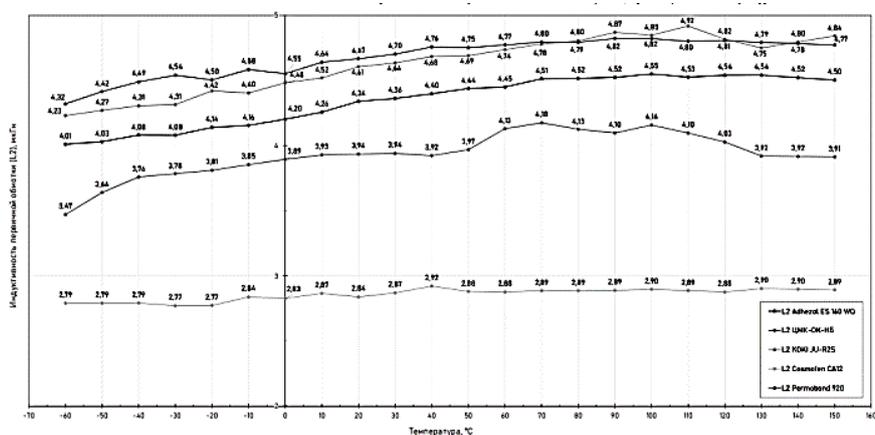


Рис. 4. Зависимость индуктивности вторичной обмотки трансформатора от температуры

Эксперимент № 2

Цель эксперимента — определить влияние механических воздействий на прочность клеевого шва в конструкции магнитопровода. Объект эксперимента — планарный трансформатор для модулей электропитания мощностью до 30 Вт с разным количеством клеевого шва между сердечниками.

Задача эксперимента:

- определить зависимость характеристик трансформатора от температуры окружающей среды с использованием разных компаундов;
- сравнить результаты и сделать выводы;
- определить оптимальные критерии для идеального компаунда для склеивания сердечников.

Материалы и компоненты: образцы трансформаторов, эпоксидный компаунд «Дельта ЭЗК-5», электронный измеритель RLC APPA703, камера тепла и холода SMC-225-CD.

Ход эксперимента:

- собрать трансформаторы с использованием разных компаундов (рис. 5);
- измерить индуктивность и добротность обмоток;
- поместить образцы в камеру тепла и холода и провести замеры при разных температурах;
- проанализировать результаты и сделать выводы.

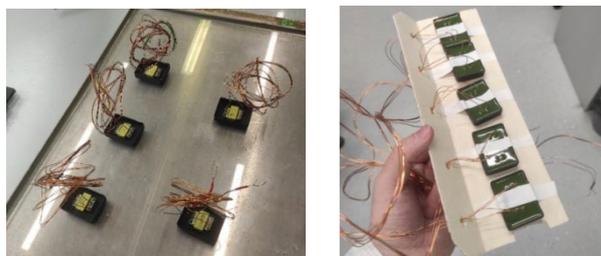


Рис. 5. Размещение образцов для заливки эпоксидным компаундом

Эпоксидный компаунд имеет высокую степень усадки, что приводит к уменьшению объёма после полимеризации и смещению сердечников под механическим воздействием. Устойчивый к внешним воздействиям компаунд должен иметь хорошую адгезию и когезию.

Испытания на сдвиг и разрыв помогают оценить качество и надёжность компаунда в различных условиях эксплуатации и определить оптимальные параметры для использования в конкретных приложениях.

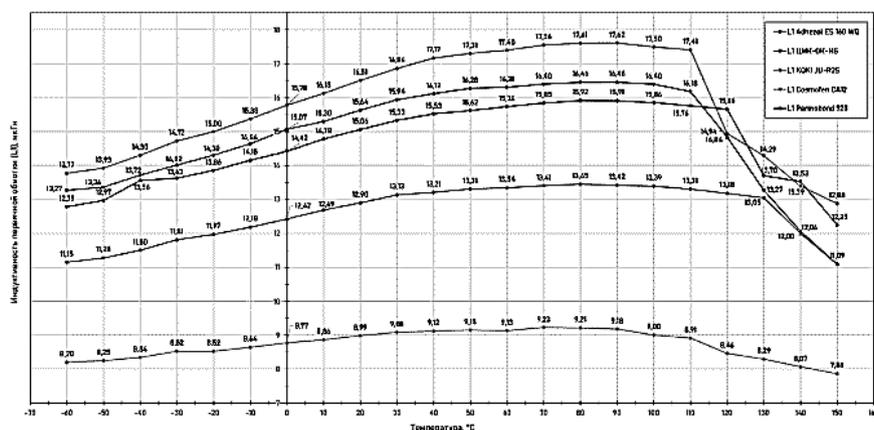


Рис. 6. Зависимость индуктивности первичной обмотки трансформатора от температуры

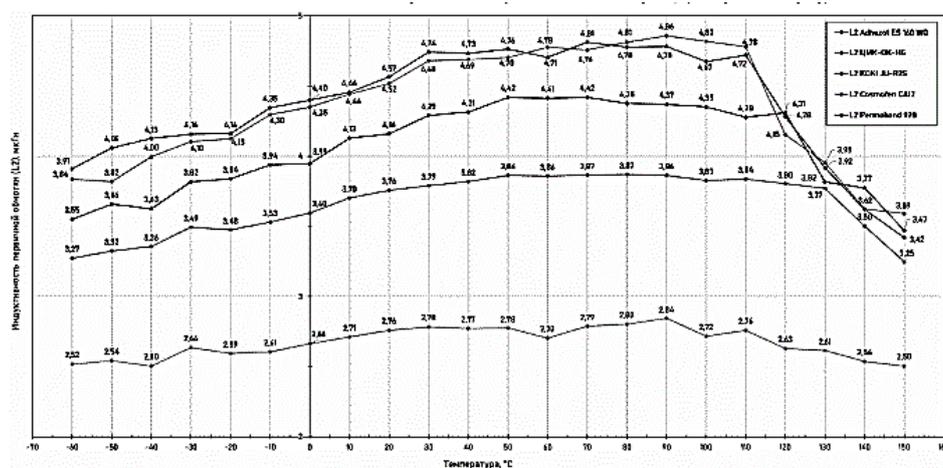


Рис. 7. Зависимость индуктивности вторичной обмотки трансформатора от температуры

Наиболее устойчивый к внешнему механическому воздействию компаунд — тот, который оказывает максимальное сопротивление этому явлению.

Результаты из рис. 6-7 показывают, что последовательность клеев сохраняется, графики зависимостей образцов одинаковы: с 110 °C начинается резкое снижение индуктивности первичных и вторичных обмоток. Это связано с выходом за пределы диапазона, где компаунд сохраняет свои механические свойства и связи при этой температуре. При 150 °C наблюдается сильное снижение индуктивности, на 35 % от номинальной величины при 110 °C.

Положительным результатом считается величина, которая находится в допустимом диапазоне, указанном в конструкторской документации.

Исходя из результатов, образец № 4 непригоден для таких условий, образцы № 1, № 2, № 3 и № 5 оказывают существенное влияние на механическое воздействие.

Заключение

Исследование направлено на определение основной проблемы разработки модулей электропитания разной мощности с использованием планарного трансформатора. Выбор компаунда

для склейки сердечников и заливки источников питания актуален в связи с развитием силовой электроники и элементной базы.

Исследования в области импульсных источников питания важны для обеспечения качества и надёжности модулей электропитания, используемых повсеместно.

Литература

1. Башкиров А.В., Бобылкин И.С., Куземкин А.А. Анализ образования дефектов в конструкции планарного трансформатора в модуле электропитания // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 6. С. 107-114.

Поступила 02.09.2024; принята к публикации 13.11.2024

Информация об авторах

Бобылкин Игорь Сергеевич – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: bobylin@bk.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7489-2249>

Кузёмкин Андрей Александрович – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: andreyhillsa@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2013-8862>

Ивашкина Екатерина Михайловна – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84); инженер-технолог, АО «Орбита» (394038, Россия, г. Воронеж, ул. Пеше-Стрелецкая, 88), e-mail: katya.ivashk-ina@yandex.ru

Безрукавый Артем Михайлович – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: artivirus07@mail.ru

INVESTIGATION OF THE EFFECT OF COMPOUNDS ON THE CHARACTERISTICS OF A PLANAR TRANSFORMER IN A POWER SUPPLY MODULE

I.S. Bobylkin¹, A.A. Kuzyomkin¹, E.M. Ivashkina^{1,2}, A.M. Bezrukavy¹

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²АО «Орбита», Voronezh, Russia

Annotation: in the modern world of electronics and electrical engineering, compact and efficient solutions for power supply systems are becoming increasingly important. Planar transformers, due to their flat design, represent a promising direction for reducing the size and weight of power supply modules. However, their manufacture requires special attention to the selection and use of compounds, which play a key role in ensuring the reliability, safety, and efficiency of transformers. Compounds perform several important functions: sealing, electrical insulation, explosion protection and influence on thermal characteristics. The study of the influence of compounds on the characteristics of a planar transformer in a power supply module is considered, an analysis of various types of compounds and their effects on transformer parameters such as inductance, losses, temperature regime and reliability is given. The results of experimental studies are presented, which allow us to assess the effectiveness of using various compounds to improve the characteristics of the transformer. The prospects of applying the results obtained in the development of modern power supply modules are also discussed. It will be useful for specialists in the field of electrical engineering, electronics, and design of electronic devices to familiarize themselves with the results when studying data and recommendations for optimization and modernization of transformer modules

Key words: planar transformer, compound, power supply module, transformer characteristics

References

1. Bashkirov A.V., Bobylkin I.S., Kuzemkin A.A. "Analysis of the formation of defects in the design of a planar transformer in an electrical power module", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 6, pp. 107-114.

Submitted 02.09.2024; revised 13.11.2024

Information about the author

Igor S. Bobylkin – Cand. Sc. (Technical), Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: bobylin@bk.ru, ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0001-7489-2249>

Andrey A. Kuzyomkin – Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: andreyhillsa@gmail.com, ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-2013-8862>

Ekaterina M. Ivashkina – Student, Voronezh State Technical University (84 20th Anniversary of October str., Voronezh, 394006, Russia), Process Engineer, Orbita JSC (88 Pesche-Streletskaaya str., Voronezh 394038, Russia), tel. +79050157753, e-mail: katya.ivashk-ina@yandex.ru

Artyom M. Bezrukavy - Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +79994035324, e-mail: artivirus07@mail.ru

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С РЕГИСТРОМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ПРИБЛИЖЕНИЯ

М.В. Хорошайлова, А.В. Турецкий, А.С. Демихова

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: представлена реализация блока аналого-цифрового преобразователя (АЦП) с регистром последовательного приближения. На основе разработанного алгоритма последовательного приближения, который помогает уменьшить число шагов преобразования, была представлена усовершенствованная конструкция АЦП с регистром последовательного приближения (SAR), использующая несколько параллельных компараторов и двоично-взвешенную емкостную матрицу цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) с распределением заряда. Схема двухкаскадного компаратора была построена с использованием дополнительных транзисторов pМОП и rМОП. Логика битового цикла была разработана с использованием D-триггеров и инверторных элементов, доступных в Multisim 14.0. Эта логика требует для своей работы двухфазных неперекрывающихся тактовых импульсов. Поэтому схема генерации тактовой частоты также была разработана с использованием триггеров и инверторов с соответствующей задержкой. Приведенные результаты моделирования показывают, что предлагаемый АЦП снижает время преобразования с 16 % до 5 %. Также показано, что 5-разрядная операция сокращает время преобразования примерно на 16,25 %. Кроме того, емкостный ЦАП с встроенными функциями выборки и удержания потребляет меньше энергии и времени, а также вызывает меньше ошибок рассогласования по сравнению с резистивным ЦАП

Ключевые слова: АЦП с регистром последовательного приближения, емкостная матрица ЦАП, время преобразования, компаратор, регистр сдвига

Благодарности: работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FZGM-2024-0006)

Введение

Блок АЦП является основным строительным блоком в современных системах обработки сигналов и связи, преобразовывает аналоговый сигнал в эквивалентный выходной цифровой сигнал. АЦП с регистром последовательного приближения (SAR) является наиболее широко используемым преобразователем в приложениях промышленного управления. Он имеет хорошее соотношение скорости/мощности и компактные размеры, что делает этот преобразователь недорогим устройством [1 – 3].

В АЦП последовательного приближения ключевыми ограничивающими факторами линейности и скорости являются рассогласование конденсаторов и неполное установление опорного напряжения в цифро-аналоговом преобразователе (ЦАП), в связи с этим необходимо разработать модифицированную модель преобразователя с регистром последовательного приближения, учитывающую эти факторы.

Стандартная архитектура блока АЦП с регистром последовательного приближения

Структурная схема обычного модуля АЦП с регистром последовательного приближения показана на рис. 1. Основными блоками данного модуля являются схема выборки и хранения (S/H), компаратор с защелкой и необходимой логики SAR для обновления входа ЦАП и самого блока ЦАП.

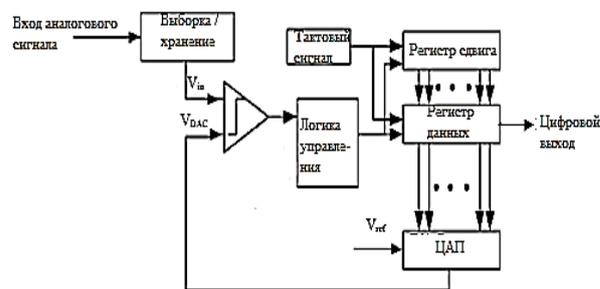


Рис. 1. Блок-схема обычного модуля АЦП с регистром последовательного приближения

АЦП последовательного приближения использует алгоритм двоичного поиска для преобразования аналогового сигнала в цифро-

вой. Ниже представлен стандартный алгоритм работы АЦП последовательного приближения.

Первоначально вход ЦАП установлен на средний уровень (старший значимый бит MSB = 1):

- если $V_{in} > V_{DAC}$, MSB остается 1;
- если $V_{in} < V_{DAC}$, MSB установлен в 0.

Затем следующий бит устанавливается в 1, и алгоритм повторяется до младшего значимого бита (LSB). В конце алгоритма выход АЦП - это вход ЦАП.

В обычном АЦП последовательного приближения логика управления регистром последовательного приближения (SAR) последовательно определяет каждый бит. Блок-схема обычного алгоритма последовательного приближения приведена на рис. 2.

Для выполнения преобразования АЦП последовательного приближения «n» битов требуется «n» тактов.

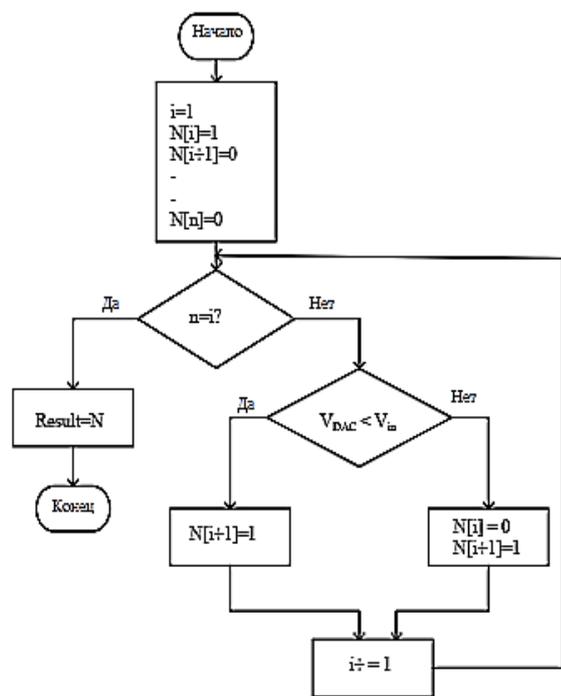


Рис. 2. Блок-схема обычного алгоритма последовательного приближения

Шаг 1: определяется массив регистров «N», размером $N[i] \dots N[n]$, где «n» - это количество битов, а «i» - это количество отсчетов в регистре. Затем устанавливается $i = 1$, поэтому $N[i] = 1, N[i + 1] = 0, N[i + 2] = 0, \dots, N[n] = 0$. Это означает, что старший бит (MSB) установлен на 1, а другие биты установлены на 0.

Шаг 2: выполняется проверка можем проверить $n = i ?$, т.е. достигает ли текущее со-

стояние младшего значащего бита (LSB). Если «n» равно «i», результатом является массив N и отправляет код результата. На этом процесс проверки завершен.

Шаг 3: Если количество бит n не достигло значения LSB, проверяем VDAC и Vin, где VDAC - это изменение напряжения с цифрового на аналоговое, а Vin - входное напряжение устройства. В этом состоянии, если $VDAC < Vin$, следующий бит устанавливается в «1», а текущий бит сбрасывается в «1», т.е. $N[i] = 1$ и $N[i + 1] = 1$. В противном случае, если $VDAC > Vin$, следующий бит будет установлен в «1», а текущий бит изменится на «0», т.е. $N[i] = 0$ и $N[i + 1] = 1$. А затем счетчик увеличивается на единицу. Таким образом, процесс продолжается до конца младшего бита [4,7]. Наконец, когда условие проверки достигает наименее значимого бита, процесс завершается и отправляется результирующий код цифрового значения. Это означает, что для «n» бит необходимо выполнить «n» шагов.

Схема работы битового цикла MSB показана на рис. 3.

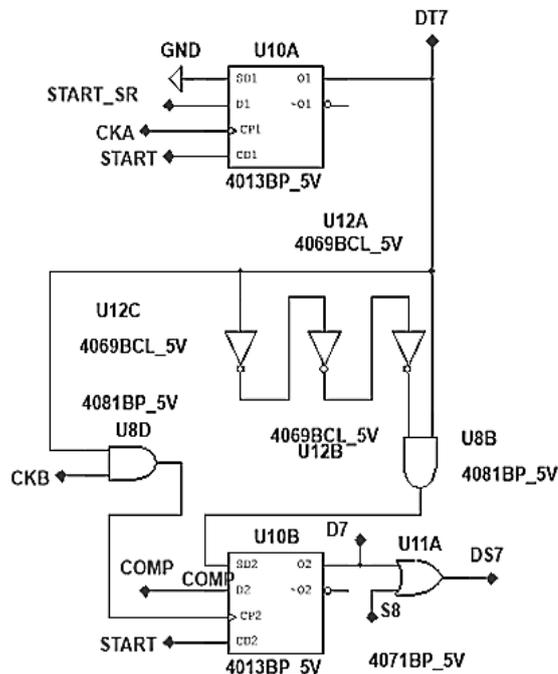


Рис. 3. Схема битового цикла для MSB

Когда сигнал START_SR поступает от заданного триггера U9A, он активирует триггер U10A. Теперь U10A устанавливает переключатель U10B, который переводит переключатель, подключенный к конденсатору MSB, в сторону Vref. Выход компаратора COMP поступает

на D вход U10B и фиксируется на выходе. Процесс защелкивания происходит при переходе 0→1 сигнала СКВ. Следовательно, на каждом восходящем фронте СКА регистр сдвига перемещает логическую 1 вправо.

Модифицированная архитектура блока АЦП с регистром последовательного приближения

Улучшенная архитектура АЦП последовательного приближения, представленная на

рис. 4, и состоит из ЦАП, построенного с использованием емкостной матрицы, показанной на рис. 5, компаратора, логики управления последовательным приближением, двух операционных усилителей и двух компараторов. Емкостной ЦАП используется для преобразования цифрового значения, полученного от SAR, в аналоговое значение, используя опорное напряжение (V_{ref}) и входное напряжение (V_{in}).

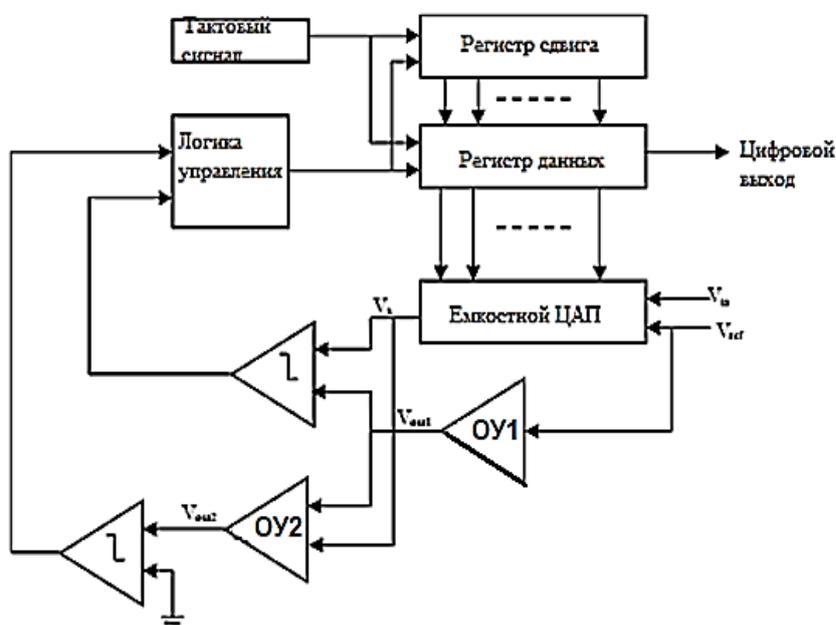


Рис. 4. Блок-схема модифицированной архитектуры блока АЦП с регистром последовательного приближения

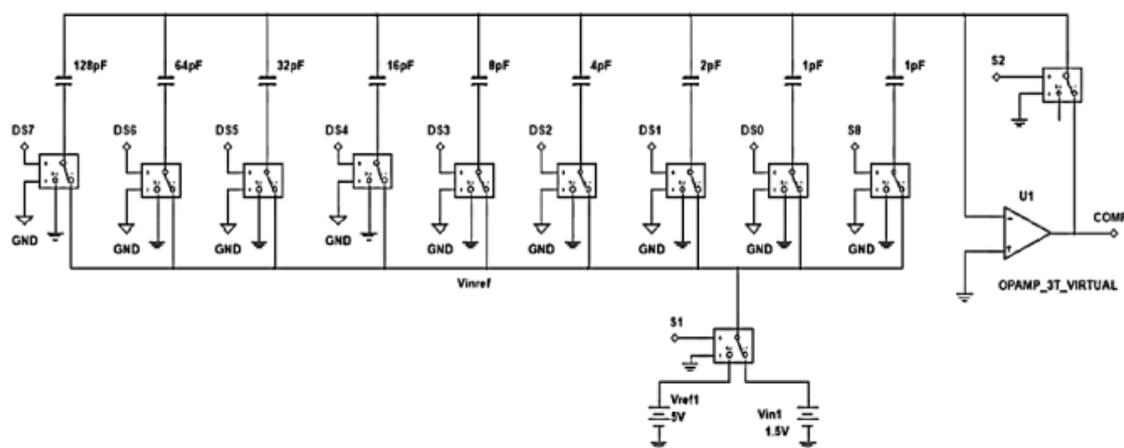


Рис. 5. Емкостная матрица ЦАП

Массив конденсаторов ЦАП является базовой структурой АЦП последовательного приближения и служит как для выборки входного сигнала, так и в качестве ЦАП для создания и вычитания опорного напряжения. Таким образом, этот блок не требует внешней схемы выборки и хранения. Этот массив функционирует как ЦАП распределения заряда. Емкость конденсатора начинается с 1 пФ и продолжает увеличиваться в 2 раза, пока не будет получено 128 пФ, что дает общую емкость 256 пФ.

Логика управления последовательным приближением включает в себя регистры сдвига и драйверы переключателей, которые управляют работой ЦАП, выполняя двоичную обратную связь во время последовательного приближения. Предлагаемая архитектура определена: $V_x = V_{DAC} - V_{in}$, $V_{out1} = 0,5 \text{ LSB}$, $V_{out2} = V_x - 0,5 \text{ LSB}$.

Предлагаемый алгоритм основан на обычном алгоритме двоичного поиска для получения хорошей скорости аналого-цифрового преобразователя для использования в высокоскоростных приложениях.

Скорость АЦП последовательного приближения определяет время, необходимое ЦАП для установления в пределах $\frac{1}{2}$ младшего разряда. В зависимости от этого факта предлагаемый алгоритм должен выдать код результата до того, как счетчик циклов достигнет окончательного значения [5]. Пошаговый процесс предлагаемого алгоритма преобразования с использованием двоичного поиска описан ниже.

Первоначально вход ЦАП установлен на средний уровень (MSB = 1):

- если $V_{DAC} - V_{in} \leq 0,5 \text{ LSB}$, остановить процесс.

Выход АЦП - это вход ЦАП:

- если $V_{DAC} - V_{in} - 0,5 \text{ LSB} < 0$, старший значимый бит MSB остается 1,
- если $V_{DAC} - V_{in} - 0,5 \text{ LSB} > 0$, старший значимый бит MSB установлен в 0.

Затем следующий бит устанавливается в 1, и алгоритм повторяется до тех пор, пока $V_{DAC} - V_{in} \leq 0,5 \text{ LSB}$.

Следовательно, «n» -разрядный АЦП последовательного приближения, $k < n$ сравнение выполняется внутренней схемой АЦП до того, как будет получен цифровой эквивалент аналогового входного сигнала. Основным преимуществом этой предложенной конструкции является минимизация времени за счет уменьшения количества шагов преобразования и низкое энергопотребление из-за присущей ей

операции выборки и хранения внутри емкостного ЦАП.

Блок-схема предложенного алгоритма последовательно приближения приведена на рис. 6.

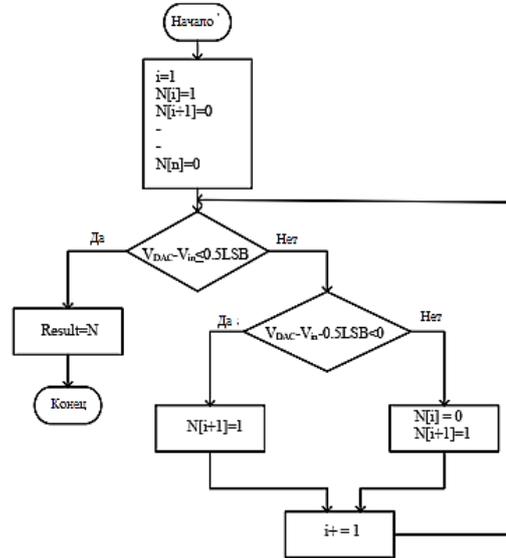


Рис. 6. Блок-схема предлагаемого алгоритма последовательного приближения

Согласно предложенному алгоритму, на втором этапе проверяется работа $V_{DAC} - V_{in}$ и значения $0,5 \text{ LSB}$, где V_{DAC} - изменение напряжения с цифрового на аналоговое, а V_{in} - входное напряжение устройства. Если $V_{DAC} - V_{in} \leq 0,5 \text{ LSB}$, процесс останавливается и отправляет текущий код результата в массив N регистров. Это означает, что предлагаемая система может уменьшить количество шагов преобразования меньше количества битов. Если нет, процесс переходит к следующему этапу.

На следующем этапе мы можем проверить $V_{DAC} - V_{in} - 0,5 \text{ LSB}$ и 0. В этом состоянии, если $V_{DAC} - V_{in} - 0,5 \text{ LSB} < 0$, следующий бит устанавливается в «1», а текущий бит сбрасывается в «1», т.е. $N[i] = 1$ и $N[i+1] = 1$. В противном случае, если $V_{DAC} - V_{in} - 0,5 \text{ LSB} > 0$, следующий бит устанавливается в «1», а текущий бит сбрасывается в «0», т.е. $N[i] = 0$ и $N[i+1] = 1$. А затем счетчик увеличивается на единицу. Таким образом, процесс продолжается до $V_{DAC} - V_{in} \leq 0,5 \text{ LSB}$. Наконец, когда условие проверки выполнено, процесс завершается и отправляется действительное цифровое значение.

Количество шагов преобразования для предлагаемой системы АЦП SAR может быть меньше, чем количество битов ($k < n$), где k - шаг преобразования производительности предлагаемого АЦП, а «n» - количество битов.

Результаты моделирования

Ниже представлены результаты моделирования, основанные на уменьшения количества циклов и процентного соотношения среднего времени. Моделирование проведено для предложенного алгоритма [6]. Согласно этим методам предлагаемый АЦП уменьшает шаги преобразования по сравнению с традиционной схемой. Методы используются в зависимости

от количества битов n и представлены следующим образом:

- уменьшение количества циклов равно $2^n - (n+1)$.

- уменьшение процента среднего времени равно $\left[\frac{2^n - (n+1)}{2^n \times n} \right] \times 100\%$.

В соответствии с этими методами, на рис. 7 и 8 показаны сокращение времени преобразования и шага преобразования для предлагаемого алгоритма с различным количеством битов.

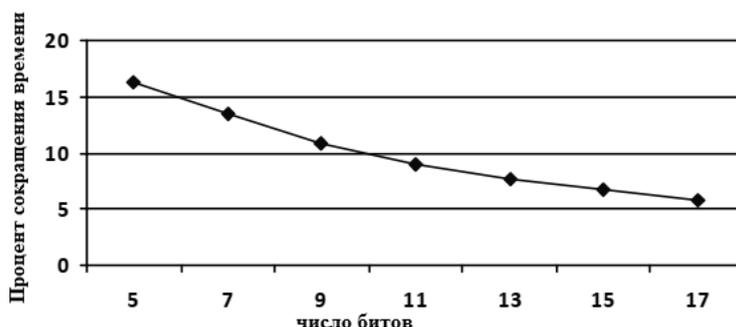


Рис. 7. Сокращение времени преобразования

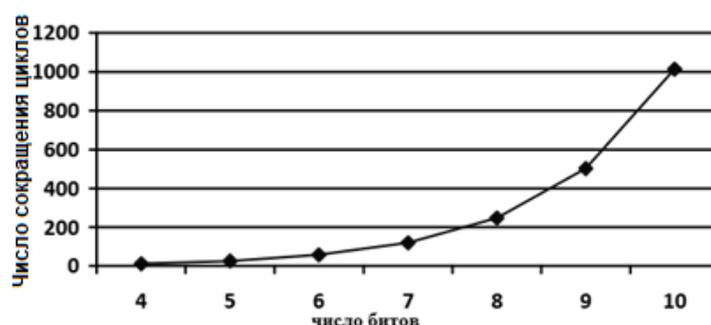


Рис. 8. Уменьшение шага преобразования

Результаты процентного сокращения среднего времени для нечетного и четного числа битов показаны в табл. 1 и табл. 2, соответственно.

Таблица 1

Процент сокращения времени для нечетных битов

Число битов	Число сокращения цикла	% сокращения времени
5	26	16,25
7	120	13,39
9	502	10,89
11	2036	9,04
13	8178	7,68
15	32752	6,66
17	131054	5,88

Таблица 2

Процент сокращения времени для четных битов

Число битов	Число сокращения цикла	% сокращения времени
4	11	17,19
6	57	14,84
8	247	12,06
10	1013	9,89
15	4083	8,31
16	65519	6,23
18	262125	5,56

При измерении АЦП на вход подается чистая синусоида, а из выходных кодов генерируется восстановленная форма сигнала. На выходе выполняется преобразование Фурье и генерируется частотный спектр. На входной частоте присутствует пик, а все остальные значения связаны с шумом и искажениями.

Характеристика соотношения шума и искажений сигнала (SNDR) моделируется, когда 8-разрядный АЦП SAR работает со скоростью 400 МС/с, а входная частота составляет 193,75 МГц. Как показано на рис. 9, АЦП достигает

SNDR 44 дБ при температуре процесса 27 °С. Путем умножения напряжения питания на средний ток, протекающий через него, потребляемая мощность рассчитывается как 530 мВт.

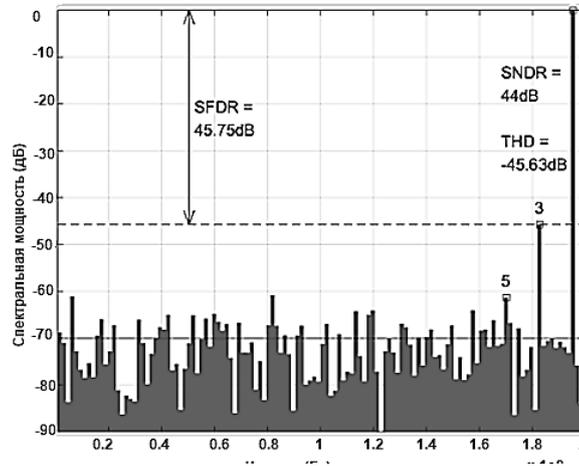


Рис. 9. Частотный спектр предлагаемого выхода АЦП SAR (27 °С)

Использование нескольких параллельных компараторов и удаление демультимплексора из логики SAR позволяет добиться повышения скорости преобразования за счет исключения времени сброса каждого компаратора и упрощенной цифровой логики.

Заключение

На основе разработанного алгоритма SAR была усовершенствована конструкция АЦП с регистром последовательного приближения (SAR). Здесь основная идея этой системы состоит в том, чтобы повысить быстродействие АЦП SAR с помощью предложенного алгоритма SAR. Согласно графику уменьшения времени преобразования, предлагаемый АЦП снижает шаги преобразования с 16 % до 5 %. Также показано, что 5-разрядная операция сокращается примерно на 16,25 %, 11-разрядная операция сокращается примерно на 9,04 %, а 17-разрядная операция сокращается примерно на 5,88 % на основе предложенных методов. Кроме того, емкостный ЦАП с встроенными функциями выборки и удержания потребляет меньше энергии и времени, а также вызывает меньше ошибок рассогласования по сравнению с резистивным ЦАП. Таким образом, время преобразования предлагаемого АЦП последовательного приближения может быть сокращено в сравнении с традиционной схемой.

Литература

1. A 1.25-GS/s 7-b SAR ADC With 36.4-dB SNDR at 5 GHz Using Switch-Bootstrapping, USPC DAC and Triple-Tail Comparator in 28-m CMOS / A. Ramkaj, M. Strackx, M. Steyaert, F. Tavernier // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. Jul. 2018. Vol. 53. No. 7. PP. 1889-1901.
2. A 43.6-dB SNDR 1- GS/s single-channel SAR ADC using coarse and fine comparators with background comparator offset calibration / G. Wang, K. Sun, Q. Zhang, S. Elahmadi, P. Gui // *ESSCIRC 2017 - 43rd IEEE European Solid State Circuits Conference*, Leuven, 2017. PP. 175-178.
3. An 8-bit 0.35-V5.04-fJ/Conversion-Step SAR ADC With Background Self-Calibration of Comparator Offset / T. Rabuske, F. Rabuske, J. Fernandes, C. Rodrigues // *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*. July 2015. Vol. 23. No. 7. PP. 1301-1307.
4. Ромащенко М.А., Чирков О.Н., Чураков П.П. Эффективный алгоритм оценки канала радиосвязи с пространственной модуляцией // *Радиотехника*. 2021. Т. 85. № 6. С. 52-56.
5. Башкиров А.В., Хорошайлова М.В., Демихова А.С. Оптимизация системы передачи информации от беспилотного летательного аппарата и повышение пропускной способности канала связи // *Вестник Воронежского института МВД России*. 2023. № 4. С. 140-148.
6. Башкиров А.В., Хорошайлова М.В., Демихова А.С. Методика предварительного кодирования для системы беспилотных летательных аппаратов // *Вестник Воронежского государственного технического университета*. 2023. Т. 19. № 5. С. 106-114.
7. Чирков О.Н. Эффективный алгоритм динамического распределения пилот-сигналов для оценки канала радиосвязи в многоантенных системах MIMO с ортогональным частотным уплотнением OFDM // *Радиотехника*. 2019. Т. 83, № 6(8). С. 163-168.

Поступила 07.10.2024; принята к публикации 18.11.2024

Информация об авторах

Хорошайлова Марина Владимировна – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: pmv2205@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9167-9538>

Турецкий Андрей Владимирович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: tav7@mail.ru

Демикова Алеся Сергеевна – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: kivr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2948-3240>

**DESIGNING A MULTIPLICATION AND ACCUMULATION UNIT FOR APPLICATIONS
DIGITAL SIGNAL PROCESSING**

M.V. Horoshailova, A.V. Turetskiy, A.S. Demikhova

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: this article presents the implementation of an analog-to-digital converter (ADC) unit with a sequential approximation register. Based on the developed sequential approximation algorithm, which helps to reduce the number of conversion steps, an improved design of an ADC with a sequential approximation register (SAR) using several parallel comparators and a binary-weighted capacitive matrix of a digital-to-analog converter (DAC) with charge distribution was presented. The two-stage converter circuit was built using additional pMOS and RMOs transistors. The bit cycle logic was developed using D-triggers and inverter elements available in Multisim 14.0. This logic requires two-phase non-overlapping clock pulses for its operation. Therefore, the clock frequency generation scheme was also developed using triggers and inverters with an appropriate delay. The simulation results show that the proposed ADC reduces the conversion time from 16% to 5 %. It is also shown that the 5-bit operation reduces the conversion time by about 16.25 %. In addition, a capacitive DAC with built-in sampling and retention functions consumes less energy and time, and causes fewer misalignment errors compared to a resistive DAC

Key words: ADC with sequential approximation register, capacitive DAC matrix, conversion time, comparator, shift register

Acknowledgements: the work was carried out with the support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (project no. FZGM-2024-0006)

References

1. Ramkaj A., Strackx M., Steyaert M., Tavernier F., "A 1.25-GS/s 7-b SAR ADC With 36.4-dB SNDR at 5 GHz Using Switch-Bootstrapping, USPC DAC and TripleTail Comparator in 28-m CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 53, no. 7, pp. 1889-1901, Jul. 2018..
2. Wang G., Sun K., Zhang Q., Elahmadi S. and Gui P., "A 43.6-dB SNDR 1- GS/s single-channel SAR ADC using coarse and fine comparators with background comparator offset calibration," *ESSCIRC 2017 - 43rd IEEE European Solid State Circuits Conference*, Leuven, 2017, pp. 175-178.
3. Rabuske T., Rabuske F., Fernandes J. and Rodrigues C., "An 8-bit 0.35-V5.04-fJ/Conversion-Step SAR ADC With Background Self-Calibration of Comparator Offset," in *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 23, no. 7, pp. 1301-1307, July 2015.
4. Romashchenko M.A., Chirkov O.N., Churakov P.P. "An effective algorithm for evaluating a radio communication channel with spatial modulation", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2021, vol. 85, no. 6, pp. 52-56.
5. Bashkirov A.V., M. V. Khoroshailova, Demikhova A.S. "Optimization of the information transmission system from an unmanned aerial vehicle and increasing the bandwidth of the communication channel", *The Bulletin of Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia (Vestnik Voronezhskogo instituta MVD Rossii)*, 2023, no. 4, pp. 140-148.
6. Bashkirov A.V., Khoroshailova M.V., Demikhova A.S. "The method of pre-coding for a system of unmanned aerial vehicles", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 5, pp. 106-114.
7. Chirkov O.N. "Effective algorithm of dynamic distribution of pilot signals for evaluation of a radio communication channel in multi-antenna MIMO systems with orthogonal frequency seal OFDM", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2019, vol. 83, no. 6(8), pp. 163-168.

Submitted 07.10.2024; revised 18.11.2024

Information about the authors

Marina V. Horoshailova – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: pmv2205@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9167-9538>

Andrey V. Turetskiy – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: tav7@mail.ru

Alesya S. Demikhova – Postgraduate Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: kivr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2948-3240>

**ПЕЧАТНАЯ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА
ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ПЕЛЕНГАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА**Е.Д. Егорова¹, Е.А. Ищенко¹, А.Е. Медведев¹, Д.В. Пацев¹, С.М. Фёдоров^{1,2}¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия²Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается печатная широкополосная антиподальная логопериодическая антенна, которая предназначена для реализации широкополосного пеленгационного комплекса. Предлагаемая конструкция антенны обладает простотой реализации, повторяемостью, а также стабильностью характеристик в широком диапазоне рабочих частот. Для реализации был выбран диапазон рабочих частот 900-1400 МГц, что позволяет обеспечить максимально широкое перекрытие диапазона, в котором работают автоматизированные роботизированные комплексы. Приводятся результаты электродинамического моделирования антенны, а также измерения характеристик макета. Макет выполнялся на основе двустороннего фольгированного диэлектрика Fg-4 толщиной 1 мм, что позволяет обеспечить малые размеры антенны, а также большую прочность. Полученный макет использовался для измерения диапазона рабочих частот с применением векторного анализатора цепей, а также для измерения диаграммы направленности. Полученные результаты показывают высокую корреляцию результатов измерений и моделирования, что особенно важно для антенных систем пеленгационных комплексов. Также особое внимание в работе было уделено позиции фазового центра антенны, так как он оказывает влияние на измерение характеристик электромагнитного поля, что особенно важно в задачах пеленгации источников электромагнитного излучения

Ключевые слова: печатная антенна, логопериодическая антенна, пеленгационная антенна, широкополосная антенна

Благодарности: работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FZGM-2024-0006)

Введение

Одной из наиболее важных частей любого комплекса пеленгации является антенная система. Так как комплекс радиопеленгации должен выполнять обнаружение источников радиоизлучения (ИРИ) в широком диапазоне частот, то антенный комплекс должен обеспечивать широкополосный прием сигналов [1]. Дополнительным требованием к такой антенной системе является стабильность диаграммы направленности, так как она напрямую используется при определении фазовых и амплитудных характеристик источника радиоизлучения.

Особое внимание как правило уделяется типу пеленгационных комплексов – полного кругового обзора или секторальных. Круговые пеленгаторы как правило реализуются на основе всенаправленных антенн, которые устанавливаются в кольцевую антенную решетку (КАР), однако недостаток всенаправленных антенн – как правило узкий диапазон рабочих частот, если это дипольная антенна [2]; или нестабильная диаграмма направленности в случае

использования биконических антенн. Другим методом реализации таких комплексов пеленгации является объединение в единую антенную систему секторальных пеленгаторов на основе направленных антенн [3]. Наиболее широким диапазоном с точки зрения конструкции печатных направленных антенн обладают антенны Вивальди и логопериодические антенны. Применение антенн Вивальди затруднено ввиду особенностей диаграмм направленности. Поэтому наиболее оптимальными с точки зрения выбора являются логопериодические печатные антенны.

Конструкция печатных логопериодических антенн базируется на основе диэлектрических подложек, которые позволяют реализовывать оптимальные конструкции, в том числе и путем применения волноводов, интегрированных в подложку [4], однако наиболее распространенными являются конструкции двухслойных антиподальных логопериодических антенн [5-7]. Преимуществами таких антенн является простота их реализации, а также широкий диапазон частот, а также стабильные характеристики диаграмм направленности. В данной статье рассматривается печатная антиподальная лого-

периодическая антенна для широкополосного комплекса пеленгации.

Электродинамическое моделирование логопериодической антенны для комплекса пеленгации

В процессе выбора диапазона рабочих частот антенны для комплекса пеленгации одним из наиболее важных факторов, определяющих диапазон рабочих частот антенны выступал габаритные характеристики, так как особенностью логопериодических антенн в первую очередь является увеличение размеров с расширением диапазона рабочих частот антенны [7]. Для реализации широкополосного пеленгатора секторального обнаружения необходимо было разработать антенну, которая способна обеспечивать стабильную работу от 900 до 1400 МГц, что позволяет обеспечить баланс между характеристиками и геометрическими размерами. Разработанная конструкция логопериодической антенны приводится на рис. 1.

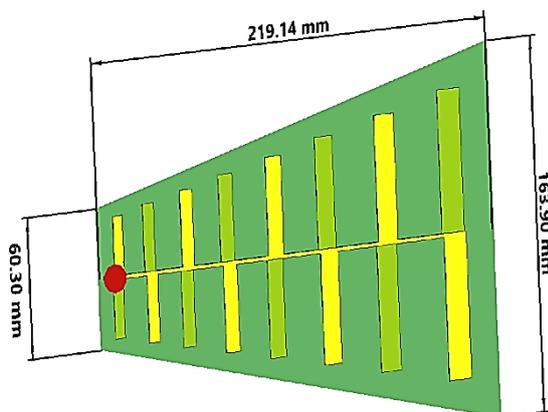


Рис. 1. Конструкция антиподальной печатной логопериодической антенны

Полученная антенна была сформирована на диэлектрике F4 толщиной 1 мм. Антенна запитывалась с меньшего излучателя (каждый лепесток обеспечивает излучение на соответствующих частотах), что позволяет обеспечить согласование антенны, так сигналы более низких частот не излучаются на малых лепестках антенны, так как не обеспечивает согласование. Таким образом, обеспечивается широкий диапазон рабочих частот, как это показано на рис. 2.

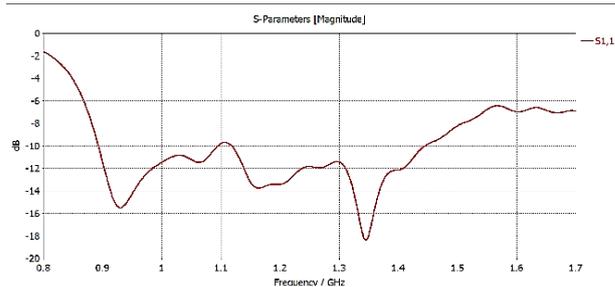


Рис. 2. График возвратных потерь печатной логопериодической антенны

Полученные результаты показывают, что антенна обеспечивает согласование и эффективную работу в диапазоне частот 890-1440 МГц, что обеспечивает перекрытие требуемого диапазона частот. Отметим также тот факт, что при выборе пеленгационных антенн важно учитывать тот факт, что измерение характеристик волн происходит относительно фазовых центров, которые у логопериодических антенн перемещаются в зависимости от частоты, как это показано на рис. 3 совместно с трехмерной диаграммой направленности.

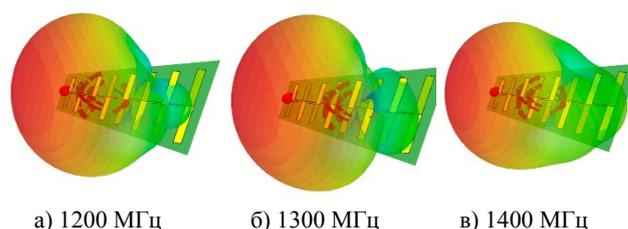


Рис. 3. Характеристики диаграмм направленности печатной логопериодической антенны

Полученные результаты показывают, что антенна обладает уровнем КНД в 9 дБ, при этом отчетливо видно, что фазовый центр антенны смещается к порту с ростом частоты, что приводит к необходимости отслеживать расположение двух антенн друг относительно друга для согласования фазовых центров. На основании приведенной модели был изготовлен макет антенны для последующих измерений основных характеристик.

Измерения макета логопериодической печатной антенны

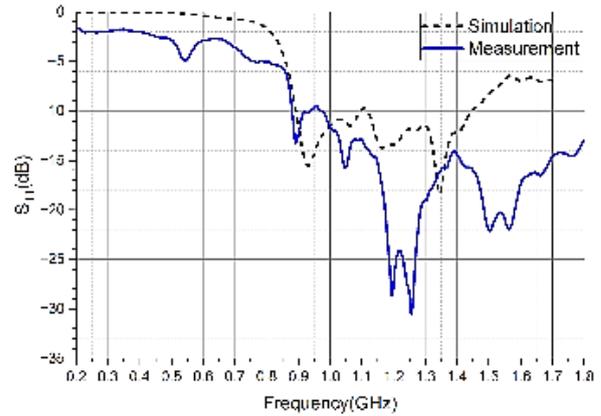
На основании электродинамической модели был сформирован макет для последующих измерений. Измерения антенны выполнялись на основе двух экспериментальных исследований – определение диапазона рабочих частот, а

также диаграммы направленности. Диапазон рабочих частот макета измерялся на векторном

анализаторе цепей Rohde&Schwarz ZNB20 – рис. 4.



а)



б)

Рис. 4. Процесс измерения характеристик согласования макета антенны: а) измерение характеристик; б) сравнение результатов измерений с моделированием

Полученные результаты показывают, что изготовленный макет позволяет обеспечить диапазон рабочих частот от 879 до 1800 МГц, что соответствует результатам моделирования. Таким образом, антенна позволяет реализовать широкополосный пеленгатор секторального обзора. В процессе измерений также определялись характеристики диаграммы направленности в дальней зоне поля, которая определялась выражением:

$$R_{FF} \geq \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (1)$$

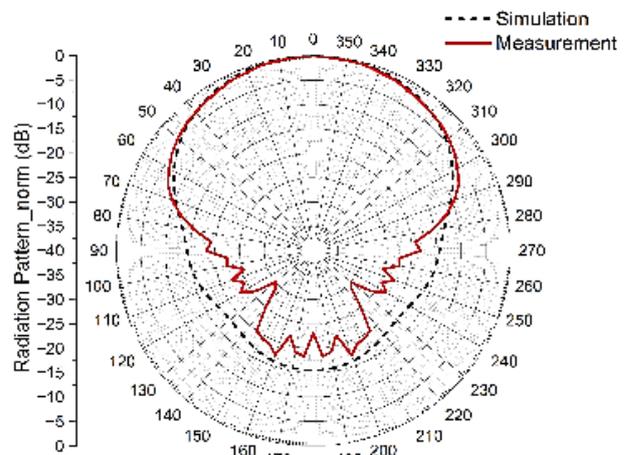
где R_{FF} – расстояние до зоны Фраунгофера; D – максимальный габаритный размер антенны (в

нашем случае 219 мм); λ – длина волны (на целевой частоте в 1300 МГц составляет 230 мм).

На основании выражения (1) получаем, что дальняя зона поля находится в области расстояний более 415 мм, что важно учитывать при измерении диаграмм направленности. В процессе измерений расстояние между эталонной антенной и измеряемой было выбрано в 10 000 мм. Измерение диаграммы направленности выполнялось с использованием генератора Siglent/АКИП-3209, подключенного к эталонной антенне, и спектрального анализатора Siglent/АКИП-4213/1, подключенного к измеряемой антенне, установленной на поворотном штативе. Процесс измерения, а также результаты измерения диаграммы направленности приводятся на рис. 5.



а)



б)

Рис. 5. Измерение диаграммы направленности логопериодической антенны: а) процесс измерений; б) нормированная диаграмма направленности

Полученные результаты показывают, что удалось достичь высокой корреляции диаграмм направленности, искажения в задней полусфере на результатах измерений вызвано отражениями от металлического забора, который расположен сзади. Разработанная антенна обладает шириной главного лепестка в 80° по уровню половинной мощности. Таким образом, полученные результаты показывают эффективность выбранной антенны, а полученные в процессе измерения характеристики позволяют использовать разработанную антенну для широкополосного пеленгационного комплекса, который может быть сформирован на основе двух антенн.

Заключение

Рассмотренная в данной работе печатная логопериодическая антенна позволяет реализовать широкополосный прием сигналов, а также сохранить стабильную диаграмму направленности. Полученные характеристики антенны позволяют ее использовать для реализации широкополосного пеленгационного комплекса. Особенностью логопериодических антенн является их масштабируемость, таким образом, может быть реализована любая широкополосная антенна, однако с расширением диапазона рабочих частот будет наблюдаться увеличение геометрических размеров антенны, что является

одним из важных факторов при выборе конструкции антенны.

Литература

1. Bergzen H. A novel concept for a tactical HF direction finder. The Institution of Engineering and Technology 11th International Conference on Ionospheric radio Systems and Techniques (IRST 2009). Edinburgh, 2009. PP. 1-4.
2. Direction Finding System using an N-Channel Software Defined Radio Implemented with a Phase Interferometry Algorithm / S. Skinner, K. Patel, J. Pittman, B. Lebednik, F. Vassallo, K.J. Duncan // 2019 SoutheastCon, Huntsville, AL, USA, 2019. PP. 1-5.
3. Development of Radio Direction Finder using 6 Log Periodic Dipole Array Antennas / K.N.J. Purwanto, A. Yahya, N.H.H. Khamis, N.M. Nor, M.R. Shaari, A.R.M. Sidek // 2018 5th International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE), Semarang, Indonesia, 2018. PP. 157-160.
4. Cheng T., Jiang W., Gong S. A stable gain printed log-periodic dipole antenna // 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Phuket, Thailand, 2017. PP. 1-2.
5. Lin K.-C., Lin Y.-C. Printed log-periodic antenna fed by UWB balun for multi-polarization operation // 2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Orlando, FL, USA, 2013. PP. 1306-1307.
6. Pehlivan M., Yeğin K., Aşci Y. Design of 1–18 GHz parabolic reflector antenna with LPDA feed // 2016 24th Telecommunications Forum (TELFOR), Belgrade, Serbia, 2016. PP. 1-3.
7. Limpiti T., Chantaveerod A.Y. Design of a printed log-periodic dipole antenna (LPDA) for 0.8–2.5 GHz band applications // 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Chiang Mai, Thailand, 2016. PP. 1-4.

Поступила 21.10.2024; принята к публикации 18.11.2024

Информация об авторах

Егорова Евгения Дмитриевна – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: evgenia_egorova23@mail.ru

Ищенко Евгений Алексеевич – аспирант, ассистент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5270-0792>

Медведев Александр Евгеньевич – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: medvedev.vzlozhnik1999@mail.ru

Пацев Денис Вячеславович – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: patsev.den@mail.ru

Фёдоров Сергей Михайлович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84); Международный институт компьютерных технологий (394026, Россия, г. Воронеж, ул. Солнечная, д. 29 б), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

PRINTED LOGOPERIODIC ANTENNA FOR WIDE-BAND DIRECTION FINDING SYSTEM

E.D. Egorova¹, E.A. Ishchenko¹, A.E. Medvedev¹, D.V. Patsev¹, S.M. Fedorov^{1,2}

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²International Institute of Computer Technologies, Voronezh, Russia

Abstract: the paper considers a printed broadband antipodal logoperiodic antenna, which is designed to implement a broadband direction finding system. The proposed antenna design has simplicity of implementation, repeatability, as well as stability of characteristics over a wide range of operating frequencies. The operating frequency range 900-1400 MHz was selected for implementation, which allows for the widest possible overlap of the range in which automated robotic complexes operate. The article presents the results of electro-dynamic modeling of the antenna, as well as measurements of the characteristics of the layout. The layout was made on the basis of a double-sided foil dielectric Fr-4 with a thickness of 1 mm, which makes it possible to ensure the small size of the antenna, as well as greater strength. The resulting layout was used to measure the operating frequency range using a vector circuit analyzer, as well as to measure the radiation pattern. The obtained results show a high correlation of measurement and simulation results, which is especially important for antenna systems of direction finding complexes. Also, special attention was paid to the position of the phase center of the antenna, since it affects the measurement of the characteristics of the electromagnetic field, which is especially important in the problems of direction finding of electromagnetic radiation sources

Key words: printed antenna, logoperiodic antenna, direction finding antenna, wide-field antenna

Acknowledgments: the work was supported by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (project no. FZGM-2024-0006)

References

1. Bergzen H. "A novel concept for a tactical HF direction finder," The Institution of Engineering and Technology 11th International Conference on Ionospheric radio Systems and Techniques (IRST 2009), Edinburgh, 2009, pp. 1-4, doi: 10.1049/cp.2009.0084.
2. Skinner S., Patel K., Pittman J., Lebednik B., Vassallo F., Duncan K.J. "Direction Finding System using an N-Channel Software Defined Radio Implemented with a Phase Interferometry Algorithm," 2019 SoutheastCon, Huntsville, AL, USA, 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/SoutheastCon42311.2019.9020650.
3. Purwanto K.N.J., Yahya A., Khamis N.H. H., Nor N.M., Shaari M.R., Sidek A.R.M. "Development of Radio Direction Finder using 6 Log Periodic Dipole Array Antennas," 2018 5th International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE), Semarang, Indonesia, 2018, pp. 157-160, doi: 10.1109/ICITACEE.2018.8576965.
4. Cheng T., Jiang W., Gong S. "A stable gain printed log-periodic dipole antenna," 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Phuket, Thailand, 2017, pp. 1-2, doi: 10.1109/ISANP.2017.8228796.
5. Lin K. -C., Lin Y. -C. "Printed log-periodic antenna fed by UWB balun for multi-polarization operation," 2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Orlando, FL, USA, 2013, pp. 1306-1307, doi: 10.1109/APS.2013.6711313.
6. Pehlivan M., Yeğin K., Aşci Y. "Design of 1–18 GHz parabolic reflector antenna with LPDA feed," 2016 24th Telecommunications Forum (TELFOR), Belgrade, Serbia, 2016, pp. 1-3, doi: 10.1109/TELFOR.2016.7818833
7. Limpiti T., Chantaveerod A.Y. "Design of a printed log-periodic dipole antenna (LPDA) for 0.8–2.5 GHz band applications," 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Chiang Mai, Thailand, 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/ECTICon.2016.7561386.

Submitted 21.10.2024; revised 18.11.2024

Information about the authors

Evgenia D. Egorova – Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7(473)243-77-29, e-mail: evgenia_egorova23@mail.ru

Evgeny A. Ishchenko – Postgraduate Student, Assistant, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5270-0792>

Alexandr E. Medvedev - Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7(473)243-77-29, e-mail: medvedev.vzломhik1999@mail.ru

Denis V. Patsev – Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7(473)243-77-29, e-mail: patsev.den@mail.ru

Sergei M. Fedorov – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), International Institute of Computer Technologies (29 b Solnechnaya str., Voronezh 39026, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ НА ПЕРЕДАЧУ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

Л.А. Сенаторов

Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашникова,
г. Ижевск, Россия

Аннотация: исследуется влияние внешних помех на качество передачи сигналов по радиоканалу. Изучается устойчивость линейно-частотно-модулированных и нелинейно-частотно-модулированных сигналов к помехам, возникающим при работе других радиопередающих устройств. Увеличение плотности расположения радиоэлектронных устройств на ограниченных территориях ведет к постепенному ухудшению помеховой обстановки, что зачастую может приводить к появлению преднамеренных или случайных мешающих воздействий, которые способны ухудшить качество связи или полностью заблокировать ее. Взаимная установка блокирующих помех рассматривается как случай возникновения межсимвольной интерференции. Для исследования устойчивости линейно-частотно-модулированных и квадратурных нелинейно-частотно-модулированных сигналов была составлена имитационная модель передачи сложных сигналов под влиянием межсимвольной интерференции в Matlab R2023a. Эксперименты показали высокую помехоустойчивость сложных сигналов, вероятность битовой ошибки не превысила 10 %. Исследование показало, что сложные сигналы обладают высокой устойчивостью к внешним помехам, однако линейно-частотно-модулированный сигнал является наиболее помехоустойчивым из рассмотренных, а потому может быть использован в перспективных системах радиосвязи, предназначенных для использования в крупных городах или при работе критически важных узлов связи в случае происшествий

Ключевые слова: ЛЧМ, Matlab, обработка сигналов, модуляция, демодуляция

Введение

Радиоэлектронные системы играют важную роль во многих областях человеческой деятельности. Они не только активно используются в военной сфере, но также широко востребованы в гражданских и промышленных областях.

Увеличение числа пользователей и количества их устройств является основной причиной возникновения сложной помеховой обстановки в городах и промышленных центрах [1]. Значительное влияние при этом оказывает сегмент «умных» устройств. Одиночный приемопередатчик (или объединенная в сеть группа) сам может являться источником или целью передачи информации по радиоканалу. Таким образом, на общие ресурсы сети претендуют не только люди, но и различные автономно работающие радиосистемы.

Высокая загруженность небольшого участка сети может привести к ухудшению качества радиосвязи (вплоть до невозможности осуществления приема и передачи) в результате взаимной установки непреднамеренных помех [2, 3]. Надежность передачи информации через эфир является основным критерием для многих

информационных систем, что обуславливает важность исследования вопросов электромагнитной совместимости и повышения помехоустойчивости разрабатываемых средств радиосвязи.

Целью данной работы является изучение устойчивости линейно-частотно-модулированных (ЛЧМ) и нелинейно-частотно-модулированных сигналов (НЧМ) к помехам, возникающим при работе других радиопередающих устройств. Для этого были решены следующие задачи:

1. Проанализирована возможность оценивания устойчивости сигнала к непреднамеренным помехам по степени искажений в результате возникновения межсимвольной интерференции (МСИ);
2. Составлены имитационные модели для проверки устойчивости к МСИ сигналов с ЛЧМ и НЧМ;
3. Исследована устойчивость к МСИ для сигналов с ЛЧМ и НЧМ.

Устойчивость сигнала к МСИ как критерий восприимчивости к внешним помехам

Преднамеренные и непреднамеренные помехи легко представить как посторонний радиосигнал, который частично перекрывает полосу другого полезного сигнала, чем обеспечи-

вает подавление частот в определенной географической области. В зависимости от ширины области перекрытия частот и разницы в мощностях полезного сигнала и «сигнала-помехи» в результате совместной работы двух этих устройств может наблюдаться частичная или полная потеря возможности качественной передачи информации по радиоканалу.

Для повышения скорости и качества передачи информационного сигнала по радиоканалу помимо уровня зашумленности необходимо учитывать также взаимные искажения, которые могут возникать при работе практически любых средств связи. Таким образом, задача снижения восприимчивости к МСИ можно считать частным случаем вопроса о противостоянии внешним помехам [4].

В общем МСИ виде удобно рассматривать на примере системы с амплитудно-импульсной модуляцией. Взаимное влияние помех можно имитировать при помощи гауссова фильтра, выбор параметров которого позволяет изменять «силу» МСИ.

Передаточная функция гауссова фильтра определяется как (1):

$$H(f) = \exp\{-a^2 f^2\}. \quad (1)$$

Значение параметра a можно определить через значение полосы пропускания фильтра на уровне -3 дБ.

При $f = B/2$ функция примет вид (2):

$$H(f) = \exp\left\{-a^2 \left(\frac{B}{2}\right)^2\right\} = \frac{1}{2},$$

$$\text{откуда } a = \frac{\sqrt{2 \ln 2}}{B} = \frac{1,1774}{B}. \quad (2)$$

Импульсный отклик гауссова фильтра может быть найден как (3):

$$h(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{a} \exp\left\{-\frac{\pi^2}{a^2} t^2\right\}. \quad (3)$$

Если учесть произведение ширины полосы фильтра и длительности элементарного символа и значение a из выражения (2), то импульсный отклик сведется к выражению (4):

$$h(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{a} \exp\left\{-\frac{\pi^2}{2 \ln 2} B^2 t^2\right\} = \frac{\sqrt{\pi}}{a} \exp\left\{-\frac{\pi^2}{2 \ln 2} (BT_c)^2 \left(\frac{t}{T_c}\right)^2\right\}. \quad (4)$$

На рис. 1 изображены графики функции (4) для некоторых значений произведения BT_c при $a = 1$.

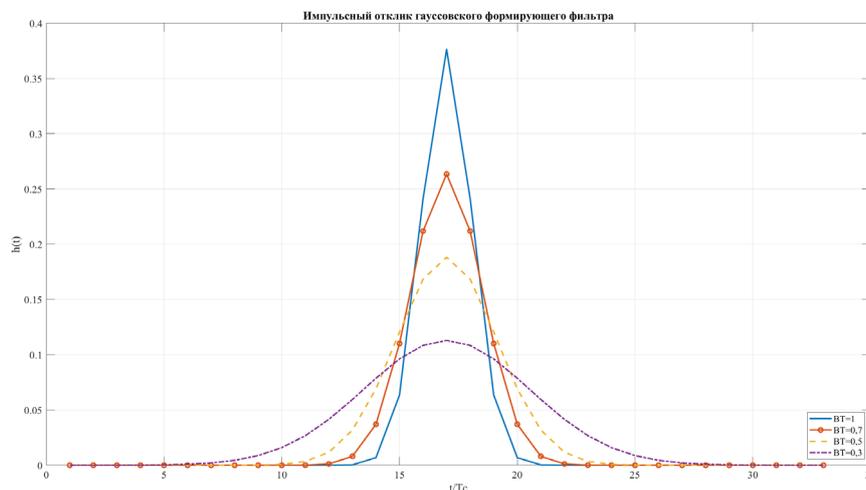


Рис. 1. Импульсный отклик гауссова фильтра

Графики на рис. 1 демонстрируют гладкий импульсный отклик, формирующий узкую полосу частот, что обосновывает полезные свойства гауссова фильтра. Недостатком фильтра является несоответствие условиям критерия Найквиста, в результате чего экономия занимаемой полосы сигнала приводит к повышению уровня МСИ и, как следствие, увеличению вероятности приема ошибочного символа.

Имитационная модель для исследования устойчивости ЛЧМ и НЧМ сигналов к МСИ

Для исследования была составлена имитационная модель в Matlab R2023a. За основу была взята модель, апробированная автором в предыдущих работах [5]. Схема модели представлена на рис. 2.



Рис. 2. Схема модели обработки ЛЧМ/НЧМ сигнала методом поиска разрыва в фазе сигнала

Источник сообщения формирует двоичный поток бит, который преобразуется в кодовое слово (КС) на модуляторе. КС применяется для определения отсчета, начиная с которого к сигналу будет применен циклический сдвиг, что является основой модуляции исследуемого сигнала. Номер отсчета может быть найден согласно выражению (5):

$$shift = \frac{(КС * f_s)}{BW}, \quad (5)$$

где f_s – частота дискретизации, Гц; BW – ширина полосы сигнала, Гц.

Канал связи имитирует воздействие МСИ, что приводит к появлению некоторого уровня зашумленности.

Результирующий сигнал попадает на приемник, где переносится на нулевую частоту при помощи гетеродина, после чего раскладывается на частотные компоненты и подвергается анализу с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ). Результатом анализа является определение разрыва фазы сигнала, которое соответствует максимальному отклику БПФ. Номер этого отсчета сравнивается с базой сигнала, что позволяет решающему устройству определить принятое кодовое слово.

Исследование устойчивости ЛЧМ и НЧМ сигналов к МСИ

Описанная выше модель позволяет исследовать устойчивость к МСИ сигналов с ЛЧМ и квадратурной НЧМ. Исследования проводились для сигналов со следующими характеристиками:

- 1) передача на частоте 260 МГц;
- 2) скорость передачи информации 2,4 кбит/с;
- 3) мощность передачи 10 Вт;
- 4) изменение частоты от 0 до 35 МГц в течение периода 50 мкс;
- 5) работа на передачу в течение 0,5 с.

В результате имитационного моделирования были получены данные, представленные в табл. 1:

Таблица 1

Вероятность битовой ошибки для имитационного моделирования ЛЧМ и квадратичного НЧМ сигналов

ВТ	BER, %	
	ЛЧМ	НЧМ
1	0	0
0,8	0,0634	0,065112
0,7	0,066824	0,06943
0,5	0,070967	0,071889
0,3	0,090837	0,096015

Данные, полученные в результате имитационного моделирования подтверждают известную информацию о том, что сложные сигналы, закон изменения частоты которых меняется во времени, обладают хорошей устойчивостью к внешним помехам. Во всех экспериментах ЛЧМ и НЧМ сигналы обеспечивают приемлемое качество передачи информации, так как конечная вероятность битовой ошибки не превышает порогового значения в 10 %. Однако при выбранных параметрах моделирования НЧМ сигнал показывает себя в целом немного хуже, чем ЛЧМ. В зависимости от выбранной ширины фильтра Гаусса («мощности» воздействия МСИ) вероятность битовой ошибки выше, чем аналогичная у ЛЧМ на 1,3-5,7 %. В среднем НЧМ проигрывает сигналу с ЛЧМ на 3,4 %.

Выводы

Была исследована устойчивость сложных сигналов к воздействию межсимвольной интерференции. Устойчивость к межсимвольной интерференции была выбрана в качестве основного критерия оценивания помехоустойчивости сигналов.

Проведено имитационное моделирование для линейно-частотно-модулированных и квадратичных нелинейно-частотно-модулированных сигналов. Было установлено, что сложные сигналы обладают высокой устойчивостью к внешним помехам, однако при заданных параметрах моделирования нелинейные сигналы уступают линейным.

Полученные данные имеют практическое значение для разработки радиотехнических систем. Результаты могут быть использованы в качестве теоретического и практического материала.

ла для студентов технических направлений, обучающихся по специальностям «Радиотехника» и «Проектирование радиоэлектронных устройств», а также при выполнении ОКР и НИОКР.

Литература

1. Shayan H., Amraee T. Network Constrained Unit Commitment Under Cyber Attacks Driven Overloads // *IEEE Transactions on Smart Grid*. 2019. №10(6). PP. 6449-6460.
2. Optimal Attack Strategy for Multi-Transmission Line Congestion in Cyber-Physical Smart Grids / M. Alkaf, J. Khazaei, M.H. Amini, D. Khezrimotlagh // 2019 Tenth In-

ternational Green and Sustainable Computing Conference, 2019. PP. 1-6.

3. Тузов Г.И. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 264 с.

4. Апурин А.А. Система передачи информации с повышенной структурной скрытностью сигналов // ПЕРСПЕКТИВА-2019. Материалы VIII Всероссийской молодежной школы-семинара по проблемам информационной безопасности. Таганрог: «Лукоморье», 2019. С. 271-275.

5. Сенаторов Л.А., Хворенков В.В., Савельев А.В. Оценка влияния параметров сложных сигналов на степень энергетической скрытности // Вестник Ижевского государственного технического университета имени М.Т. Калашникова. 2022. Т. 25. № 3. С. 62–73.

Поступила 21.10.2024; принята к публикации 18.11.2024

Информация об авторе

Сенаторов Лев Алексеевич – аспирант, Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашникова (426069, Россия, г. Ижевск, ул. Студенческая, д. 7), e-mail: lev.senatoroff@yandex.ru

STUDY OF THE INFLUENCE OF INTERSYMBOL INTERFERENCE ON THE TRANSMISSION OF COMPLEX SIGNALS

L.A. Senatorov

Izhevsk State Technical University, Izhevsk, Russia

Abstract: the paper studies the influence of external interference on the quality of signal transmission over a radio channel. The aim of the paper is to study the stability of linear-frequency-modulated and nonlinear-frequency-modulated signals to interference arising from the operation of other radio transmitting devices. Increasing the density of radio-electronic devices in limited areas leads to a gradual deterioration of the interference situation, which can often lead to the emergence of deliberate or accidental interfering effects that can worsen the quality of communication or completely block it. Mutual installation of blocking interference is considered a case of intersymbol interference. To study the stability of linear-frequency-modulated and quadrature nonlinear-frequency-modulated signals, a simulation model of complex signal transmission under the influence of intersymbol interference was compiled in Matlab R2023a. The experiments showed high noise immunity of complex signals, the probability of bit error did not exceed 10%. The study showed that complex signals are highly resistant to external interference, but the linear frequency-modulated signal is the most noise-resistant of those considered, and therefore can be used in advanced radio communication systems intended for use in large cities or when operating critical communication nodes in the event of an incident

Key words: chirp signals, Matlab, signal processing, signal modulation, signal demodulation

References

1. Shayan Hossein, Amraee Turaj “Network Constrained Unit Commitment Under Cyber Attacks Driven Overloads”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2019, no. 10(6), pp. 6449-6460.
2. Alkaf Mohammed, Khazaei Javad, Amini M.H., Khezrimotlagh Dariush “Optimal Attack Strategy for Multi-Transmission Line Congestion in Cyber-Physical Smart Grids”, *2019 Tenth International Green and Sustainable Computing Conference*, 2019, pp. 1-6.
3. Tuzov G.I. “Immunity of radio systems with complex signals” (“Pomekhozashchishchennost' radiosistem so slozhnymi signalami”), Moscow, Radio i svyaz, 1985, 264 p.
4. Apurin A.A. “Information transmission system with increased structural signal secrecy”, *PERSPEKTIVA-2019. Materials of the VIII All-Russian Youth School-Seminar on Information Security Issues*, 2019, Taganrog, Lukomorje, 2019, pp. 271-275.
5. Senatorov L.A., Khvorenkov V.V., Savelyev A.V. “Assessment of Complex Signal Parameters Effect on the Energy Concealment Degree”, *The Bulletin of Kalashnikov Izhevsk State University (Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova)*, 2022, vol. 25, no. 3, pp. 62-73. DOI: 10.22213/2413-1172-2022-3-62-73

Submitted 21.10.2024; revised 18.11.2024

Information about the author

Lev A. Senatorov - Postgraduate Student, Kalashnikov Izhevsk State Technical University (7 Studencheskaya str., Izhevsk 426069, Russia), e-mail: lev.senatoroff@yandex.ru

УМЕНЬШЕНИЕ ГАБАРИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ С УЧЕТОМ СНИЖЕНИЯ ПОТЕРЬ В ТРАНСФОРМАТОРЕ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

Н.Ю. Веретенников

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: основным путем к снижению габаритных размеров радиотехнических устройств является уменьшение габаритов магнитного компонента импульсного источника питания посредством повышения частоты работы преобразователя. Однако с увеличением рабочей частоты магнитного компонента может страдать его эффективность, вследствие возникновения высокочастотных потерь на перемагничивание сердечника и потерь, вызываемых вихревыми токами в медных проводниках. Рассмотрены основные механизмы возникновения высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов с накоплением энергии, а также способ аналитического моделирования высокочастотных потерь в обмотках, вызываемых эффектом близости. Наиболее популярным способом снижения потерь в силовых трансформаторах является чередование обмоток с применением провода оптимальной толщины. Однако в обратноходовом преобразователе в силу особенностей топологии силового каскада обмотки работают попеременно. При этом, пассивные слои обмоток выступают в качестве экрана, и их потери могут существенно превышать потери в обмотках, проводящих ток. Показано, что, несмотря на невозможность компенсации поля в обратноходовом трансформаторе, чередование обмоток способно перераспределить вихревые токи в обмотках, и, как следствие, уменьшить потери, связанные с эффектом близости

Ключевые слова: вихревые токи, эффект близости, скин-эффект, оптимизация магнитных компонентов, высокочастотные магнитные компоненты, импульсные трансформаторы, обратноходовый преобразователь

Введение

Одним из путей к уменьшению массогабаритных размеров радиотехнических устройств является оптимизация габаритов импульсных источников питания, путем увеличения их энергетической плотности. При этом для уменьшения размеров магнитопровода повышается частота работы магнитного компонента. Однако повышение частоты также неизбежно ведет к увеличению потерь в магнитных обмотках.

В [1 – 4] показано, что с увеличением числа слоев обмоток и увеличением частоты эффект близости начинает вносить всё больший вклад в формирование потерь. При этом, потери на частоте преобразования могут в несколько раз превышать потери по постоянному току.

Наиболее эффективным способом снижения высокочастотных потерь в силовых трансформаторах является разбиение обмоток на несколько секций с последующим их чередованием, а также использование провода оптимального сечения [1, 2, 3]. Однако данный подход предполагает, что токи в первичной и вторичной обмотках протекают одновременно. В таком случае поле, создаваемое первичной обмоткой, может быть мгновенно скомпенсировано полем вторичной обмотки, противоположным по направлению.

Однако если трансформатор работает в режиме с накоплением энергии, как например, в обратноходовом преобразователе, то токи в обмотках будут протекать в разных тактах поочередно, и картина распределения потерь будет иметь несколько иной вид [5].

При этом потери в обратноходовом трансформаторе могут в несколько раз превышать потери в аналогичном по конструкции прямоходовом трансформаторе, рассчитанном на такую же мощность. Следовательно, вопрос о моделировании и оптимизации потерь для такого магнитного компонента становится еще более актуальным.

Для качественной оценки потерь следует разбить период работы трансформатора на время импульса (время прямого хода) и время паузы (время обратного хода) [6] и анализировать распределение поля отдельно на каждом из этих временных участков (рис. 1).

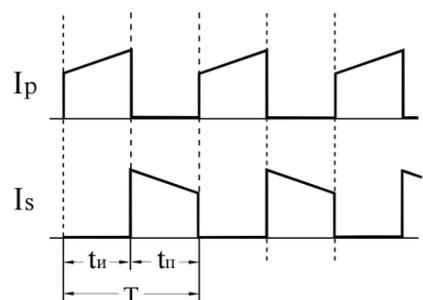


Рис. 1. Формы тока в обмотках обратноходового трансформатора

В качестве примера для моделирования рассмотрим обратный трансформатор, состоящий из двух слоев первичной обмотки (P) и двух слоев вторичной обмотки (S), намотанных подряд без чередования (рис. 2). Во

время прямого хода (t_u) ток протекает только в первичной обмотке. Вторичная обмотка при этом выступает в роли пассивного слоя и работает по переносу тока не совершает [1, 4, 5].

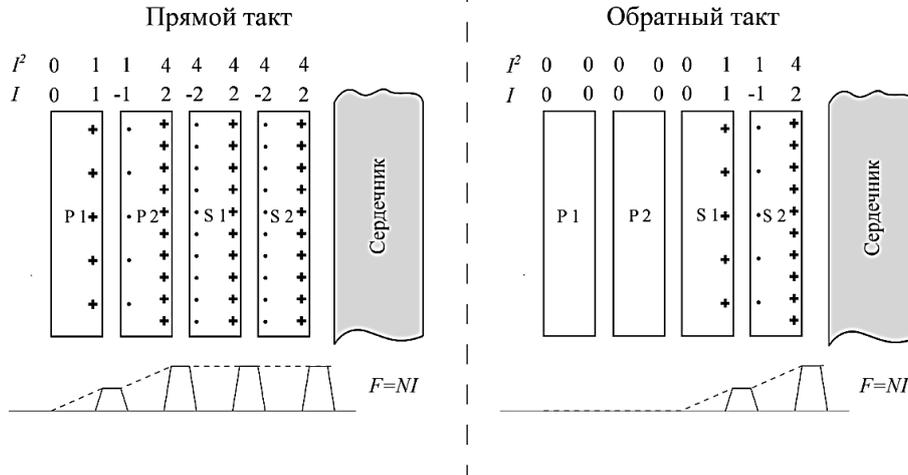


Рис. 2. Распределение токов в обратном трансформаторе

Пусть в первичной обмотке протекает ток I , а коэффициент трансформации $n = 1$. Вследствие эффекта близости, ток во внешнем слое P1 протекает только по его внутренней части на глубине проникновения δ [4, 7]. Протекающий высокочастотный ток создает магнитное поле, которое индуцирует вихревой ток противоположной направленности во внешнем слое P2. Однако поскольку суммарный ток в слое должен быть равен I , то в правой части слоя P2 также возникает вихревой ток, совпадающий по направлению с током проводимости I . Следовательно, во внешней стороне слоя P2 величина тока составит уже $2I$. Магнитодвижущая сила

$$F = NI \tag{1}$$

при этом возрастает с каждым последующим слоем первичной обмотки.

Во вторичной обмотке ситуация становится еще хуже. Согласно правилу Ленца, магнитное поле, вызванное током первичной обмотки, индуцирует вихревой ток во вторичной обмотке [8]. Однако, поскольку суммарный ток через вторичную сторону во время прямого хода должен быть равен нулю, на обратной стороне вторичной обмотки тоже индуцируется вихревой ток, равный по модулю току на внешней стороне слоя P2, но противоположный ему по знаку. Таким образом, потери в пассивном слое обмотки S1 становятся значительно больше, чем в проводящем ток слое P2, а сама обмотка будет выступать в роли экрана [1]. Так как

суммарный ток во вторичной обмотке равен нулю, то магнитодвижущая сила на границах слоев остается постоянной и потери в слое S2 будут такими же, как и в слое S1.

Во время обратного хода (t_n) ток протекает только во вторичной обмотке. Суммарный ток в первичной обмотке равен нулю [6]. Однако, поскольку поле снаружи внешнего слоя вторичной обмотки отсутствует, то вихревой ток в первичной обмотке не индуцируется, а потери в обратном такте происходят только во вторичной обмотке [5].

Одним из популярных способов снижения потерь в трансформаторах является разбиение обмоток на несколько секций и последующее их чередование с целью снижения поля между слоями и, как следствие, ослабления эффекта близости. Однако, такой подход предполагает, что поле, созданное первичной обмоткой, может быть мгновенно компенсировано противоположным по направлению полем вторичной обмотки. В случае с обратным преобразователем токи в обмотках протекают попеременно, а значит, поле не может быть скомпенсировано, как в случае с прямым преобразователем [4, 5, 6].

В качестве второго примера для моделирования рассмотрим распределение поля в трансформаторе с секционированными обмотками (рис. 3). Здесь первичная обмотка трансформатора разделена на две части, а вторичная обмотка находится между ними (конфигурация P-S-S-P). За счет чередования слоев поле, как и

сумма токов на границах слоев, во время прямого такта существенно уменьшается.

В обратном такте потери в слое P1 также отсутствуют. Однако за счет размещения слоя P2 между вторичной обмоткой и центральным керном сердечника, где поле максимально, получим существенное увеличение потерь, в обратном такте по сравнению со случаем без чередования.

При этом, если просуммировать абсолютные значения индексов токов на границах слоев видно, что среднее поле за период остается таким же, как и в случае без чередования обмоток. Однако, мы можем перераспределить поле между обмотками, добившись снижения квадрата напряженности поля, а вместе с ним и квадрата токов, и таким образом получить снижение потерь [9].

Результаты моделирования

Для аналитических расчетов выберем каркасный трансформатор на сердечнике ER 9.5/5 с двумя конфигурациями обмоток. Высота окна сердечника $h = 3.2$ мм. Коэффициент транс-

формации $n = 1$. Первичная и вторичная обмотка имеют по 2 слоя по 11 витков в каждом слое. Средняя длина одного витка $l = 18.45$ мм.

Таблица 1

Параметры тока в трансформаторе

Частота преобразования f	250 кГц
Коэффициент заполнения D	0.5
Время нарастания фронта t_f	12 нс
Время спада фронта t_f	12 нс
Ток минимума I_{min}	0.25 А
Ток максимума I_{max}	0.55 А

Так как проводники имеют цилиндрическую форму, приведем их к плоской фольге с эквивалентной проводимостью и эквивалентным током, сведя таким образом, задачу к одномерной задаче Доуэлла [10]. Так как ток в трансформаторе имеет форму, отличную от синусоидальной, то он может быть разложен и проанализирован по гармоническим составляющим [11]. Выполнив следующие допущения, используем коэффициенты токов на границах слоев из рис. 2, 3.

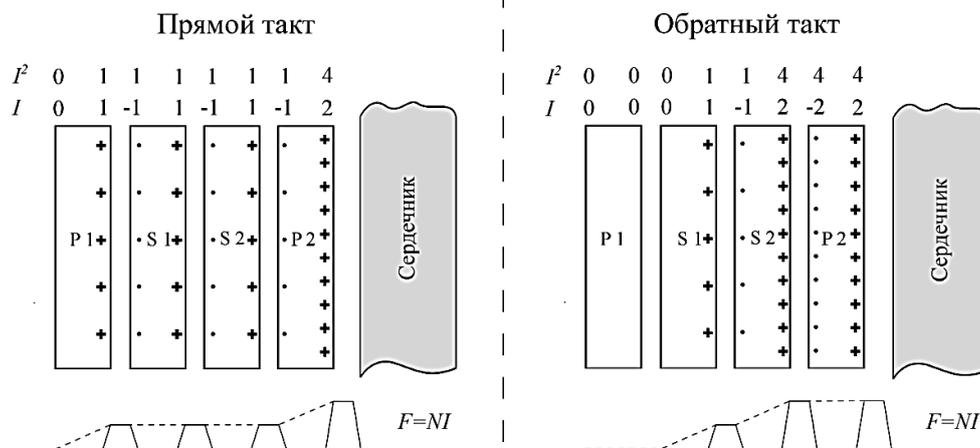


Рис. 3. Распределение токов в обратноходовом трансформаторе с чередованием обмоток

На рис. 4 представлена зависимость рассеиваемой мощности в обмотках обратноходового трансформатора от диаметра провода. Из графика рассеиваемой мощности можно определить локальный минимум потерь, соответствующий оптимальному диаметру провода, равному 0.2 мм. Несмотря на то, что при увеличении сечения провода можно получить еще меньшую рассеиваемую мощность, данная величина не может быть достигнута ввиду слишком большого сечения провода для данного окна намотки.

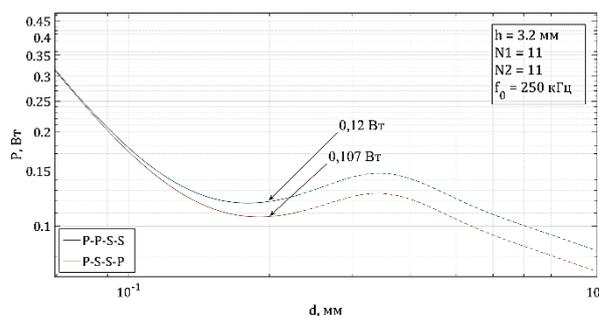


Рис. 4. Зависимость рассеиваемой мощности от диаметра проводника

Также из графика видно, что чередование обмоток ослабляет эффект близости, что приводит к снижению потерь.

Так, при размещении вторичной обмотки между двумя слоями первичной получим снижение потерь в меди примерно на 10 %.

При анализе потерь для каждой из обмоток

отдельно можно увидеть, что при чередовании слоев потери в первичной обмотке становятся больше, чем для топологии без чередования (рис. 5). При использовании секционированных обмоток, потери распределяются между слоями более равномерно, снижая таким образом потери в пассивных слоях трансформатора.

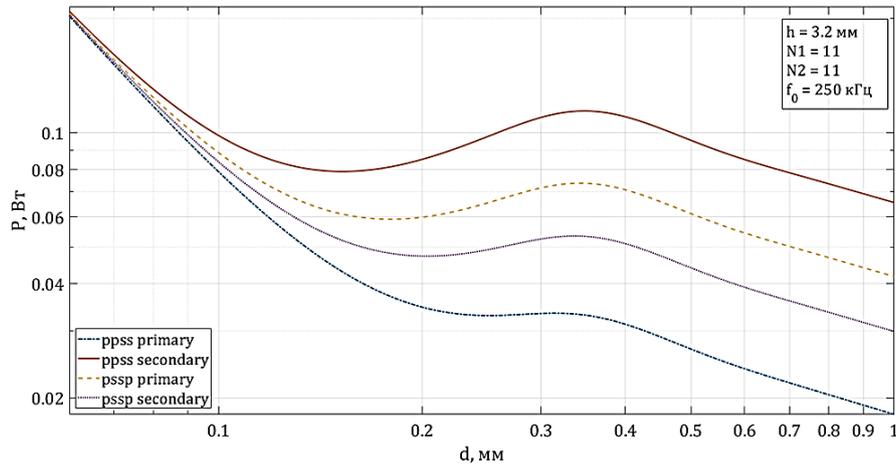


Рис. 5. Распределение потерь по обмоткам трансформатора для различных топологий

Выводы

В данной работе были рассмотрены основные механизмы протекания вихревых токов в обмотках магнитных компонентов, работающих в режиме с накоплением энергии. Показаны основные особенности аналитического моделирования потерь в обмотках силовых трансформаторов обратногоходовых преобразователей.

В качестве примера было проведено моделирование потерь по переменному току в обратногоходовом трансформаторе. С помощью аналитической модели для эффекта близости в обратногоходовом трансформаторе можно получить распределение рассеиваемой мощности по слоям обмоток в зависимости от толщины проводящего слоя, а также локальные минимумы, соответствующие оптимальным значениям сечения провода.

Основной особенностью обратногоходового трансформатора с точки зрения моделирования и анализа потерь является попеременное протекание токов в обмотках. Поле, создаваемое витками первичной обмотки, не может быть скомпенсировано противоположным полем вторичной обмотки при чередовании.

Таким образом, ввиду поочередной работы первичной и вторичной обмоток трансформатора пассивные слои проводника могут выступать в качестве паразитных экранов и рассеивать

большую мощность, чем слои, проводящие ток. Следовательно, разбиение обмоток на секции и их чередование не показывает настолько высокую эффективность, как в случае с аналогичным прямоходовым трансформатором.

Несмотря на вышесказанное, чередование обмоток позволяет более эффективно перераспределить поле и, как следствие, вихревые токи между проводящими слоями [9]. Поскольку рассеиваемая в проводнике мощность пропорциональна не току, а его квадрату, то потери в трансформаторе тоже уменьшатся. Таким образом, основные способы оптимизации высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов применимы в равной степени для трансформаторов как в прямоходовых, так и в обратногоходовых преобразователях.

Литература

1. Dixon L.H., Jr. Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring. Texas Instruments, 2003. PP. R2-1-12.
2. Ridley R. Proximity Loss in Magnetics Windings // Switching Power Magazine. 2005. PP. 1-9.
3. Bennett E., Larson S.C. Effective Resistance to Alternating Currents of Multilayer Windings // Electrical Engineering. 1940. Vol. 59. PP. 1010-1016.
4. Kazimierczuk M.K. High-Frequency Magnetic Components. John Wiley & Sons, Ltd, 2009. 508 p.
5. Vandelac J.P. A Novel Approach for Minimizing High-Frequency Transformer Copper Losses // IEEE Transactions on Power Electronics. 1988. Vol. 3. № 3. PP. 266-277.

6. Picard J. Under the Hood of Flyback SMPS Designs. Texas Instruments Power Supply Design Seminar, 2010. 41 p.

7. Hurley W.G., Gath E., Breslin J.G. Optimizing the AC Resistance of Multilayer Transformer Windings with Arbitrary Current Waveforms // *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2000. Vol. 15. No. 2. PP. 369-376.

8. Стародубцев Ю.Н. Теория и расчет трансформаторов малой мощности. М.: ИП РадиоСофт, 2005. 320 с.

9. Veretennikov N.Yu., Skitsky Loss Ya.V. Optimization Approach in Flyback Transformer Windings // Proceedings – International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). 2024. PP. 1290-1293

10. Dowell P.L. Effect of Eddy Currents in Transformer Windings. *IEE Proc.*, 1966. PP. 1387-1394.

11. Carsten B. High Frequency Conductor Losses in Switchmode Magnetics. HFPC '86 Record, Virginia Beach, VA, May 1986. PP. 155-176.

Поступила 03.10.2024; принята к публикации 29.11.2024

Информация об авторах

Веретенников Николай Юрьевич – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: Veretennikoff.nik@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6746-2371>

REDUCING THE SIZE PARAMETERS OF RADIO ENGINEERING DEVICES TAKEN INTO ACCOUNT OF REDUCING LOSSES IN THE POWER SUPPLY TRANSFORMER

N.Yu. Veretennikov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the main way to reduce the overall dimensions of radio engineering devices is to optimize the dimensions of the magnetic component of the switching power supply by increasing the frequency of operation of the converter. However, with an increase in the operating frequency of the magnetic component, its efficiency may suffer due to the occurrence of high-frequency losses in the core and copper conductors. In this paper, the main mechanisms of occurrence of high-frequency losses in the windings of magnetic components with energy accumulation are considered, as well as a method for analytical modeling of high-frequency losses in windings caused by the proximity effect. The most popular way to reduce losses in power transformers is to alternate windings using wires of optimal thickness. However, in the reverse-way converter, the windings work alternately. At the same time, losses in the passive layers of the windings can significantly exceed losses in the windings conducting current. It is shown that despite the impossibility of compensating the field in a reverse current transformer, alternating windings can redistribute eddy currents in the windings, and, as a result, reduce losses associated with the proximity effect

Keywords: eddy current, proximity effect, skin-effect, modeling of magnetic components, high-frequency magnetic components, flyback transformer

References

1. Dixon L. H. Jr. "Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring", *Texas Instruments*, 2003, pp. R2-1-12.
2. Ridley R. "Proximity Loss in Magnetics Windings", *Switching Power Magazine*, 2005, pp. 1-9.
3. Bennett E., Larson S.C. "Effective Resistance to Alternating Currents of Multilayer Windings", *Electrical Engineering*, 1940, vol. 59, pp 1010 — 1016.
4. Kazimierczuk M. "High-Frequency Magnetic Components", John Wiley & Sons, Ltd, 2009, 508 p.
5. Vandelac J.P., Zoigas P.D. "A Novel Approach for Minimizing High-Frequency Transformer Copper Losses", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1988, vol. 3, no. 3, pp 266–277.
6. Picard J. "Under the Hood of Flyback SMPS Designs", *Texas Instruments Power Supply Design Seminar*, 2010, 41 p.
7. Hurley W.G., Gath E., Breslin J.G. "Optimizing the AC Resistance of Multilayer Transformer Windings with Arbitrary Current Waveforms", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2000, vol. 15, no. 2, pp. 369-376.
8. Starodubtsev Yu. N. "Theory and calculation of low power transformers" ("Теория и расчет трансформаторов малой мощности"), Moscow, IP Radio-Soft, 2005, 320 p.
9. Veretennikov N. Yu., Skitsky Loss Ya.V. "Optimization Approach in Flyback Transformer Windings", *proc. of International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*, 2024, pp. 1290-1293.
10. Dowell P.L. "Effect of Eddy Currents in Transformer Windings", *IEE Proc.*, 1966. PP. 1387 – 1394.
11. Carsten B. "High Frequency Conductor Losses in Switchmode Magnetics", HFPC '86 Record, Virginia Beach, VA, May 1986, pp. 155-176.

Submitted 03.10.2024; revised 29.11.2024

Information about the author

Nikolay Yu. Veretennikov – Postgraduate Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: Veretennikoff.nik@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6746-2371>

ИССЛЕДОВАНИЕ СОВРЕМЕННЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ЛИНЗ РОТМАНА

Д.А. Шершов¹, С.М. Фёдоров^{1,2}, Е.А. Ищенко¹¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия²Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматриваются антенные системы на основе линзы Ротмана для формирования многоэлементных фазированных антенных решеток путём изменения фазового распределения сигнала Ka-диапазона. Описывается конструкция и экспериментальная проверка полностью металлической двухсторонней волноводной линзы Ротмана 10x10, изготовленной аддитивным способом как единая деталь. Широкополосная работа этого квазиоптического формирователя луча позволяет нам охватывать частоты восходящей и нисходящей линий связи, выделенные для спутниковой связи в K/Ka-диапазоне, от 17,3 ГГц до 30 ГГц. Конструкция загрузочного отверстия была изменена таким образом, чтобы обеспечить вертикальную печать, что позволило свести к минимуму использование вспомогательных конструкций. Был изготовлен и протестирован опытный образец. Представленные результаты указывают на потери в диапазоне 0,5 дБ в полосе нижних частот и 0,8 дБ в полосе верхних частот, включая волноводные переходы, добавленные для целей тестирования. Измеренные коэффициенты отражения и связи остаются ниже $\approx 11,5$ дБ в рабочей полосе. Стандартное отклонение остаточной фазовой погрешности по портам матрицы составляет менее 5 при моделировании и менее 10 при измерениях. Коэффициенты матрицы, синтезированные с использованием параметров рассеяния, подтверждают хорошую стабильность функциональности формирования луча в широком анализируемом диапазоне частот. Такая монолитная конструкция является многообещающим шагом на пути к созданию более интегрированных антенных систем, таких как компактная конфигурация с двумя стеками для проектирования плоских антенных решеток

Ключевые слова: линза Ротмана, K/Ka диапазон, Волноводная линза Ротмана, 30ГГц

Благодарности: работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «молодежная лаборатория» № FZGM-2024-0003

Введение

За последнее десятилетие возрос интерес к квазиоптическим антенным решениям в связи с разработкой новых приложений миллиметрового диапазона, таких как наземная и спутниковая беспроводная связь, а также системы наблюдения. Они могут быть разделены на трехмерные (3D) и двумерные (2D) решения, создающие плоскую апертуру и линейный источник соответственно [1].

Особый интерес представляет линза Ротмана, которая может быть использована для подачи линейной решётки, возможно расширенной до плоской решётки, обеспечивая широкое сканирование при формировании луча плоскость варьируется примерно от $\pm 30^\circ$ со стандартной фокусной дугой до $\pm 50^\circ$ с улучшенной конструкцией фокусной кривой. В конструкциях линз Ротмана, описанных в литературе, в основном используется технология печатных плат (PCB) с линиями передачи, интегрированными в подложку. На миллиметровых частотах часто предпочитают волноводную технологию, чтобы избежать чрезмерных вносимых потерь.

Конструкция волноводной линзы Ротмана с двумя ребрами в K/Ka-диапазоне

Линза Ротмана является частным случаем плоского (2-D) формирователя луча с ограниченным рассеянием PPW, подходящего для проектирования линейных решёток, которая создает три истинные фокусные точки, одну по оси и две симметрично расположенные вне оси. Правильная конструкция фокусной дуги позволяет нам уменьшить остаточные фазовые aberrации между фокусными точками, что обеспечивает широкий угловой диапазон сканирования со стабильной диаграммой направленности.

На рис. 1 показаны основные конструктивные параметры обобщенной формы линзы Ротмана, в которой используется коэффициент масштабирования $\gamma = \sin\beta/\sin\alpha$, где α - угловое положение внеосевой точки фокусировки, а β - соответствующее направление луча. Таким образом, достижимый диапазон сканирования составляет приблизительно $\pm\beta$, поскольку фазовые aberrации резко возрастают за пределами осевых фокусных точек. В оригинальной конструкции объектива Ротмана $\gamma = 1$. Оптимизация фокусной дуги достигается путем настройки параметра $g = GO_1/F_1O_1$, соответствующего отношению фокусного расстояния по оси к фокусному расстоянию вне оси, F.

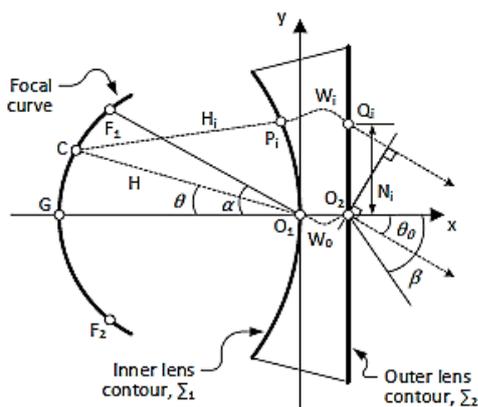


Рис. 1. Конструктивные параметры линзы Ротмана

Конструкция проводящего порта

Схема подводящего порта волновода с двумя ребрами и соответствующими параметрами представлена на рис. 2. Предпочтительна реализация волновода с двумя ребрами, поскольку это приводит к более короткому переходу в PPW при той же частоте среза по сравнению с конструкцией с одним ребром. Эти конструкции отверстий представляют интерес, поскольку они возбуждают квазитепловой режим в секции PPW, обеспечивая работу с истинной временной задержкой в полости линзы. Они также позволяют уменьшить расстояние между отверстиями по сравнению со стандартными прямоугольными волноводами в H-образной плоскости. Конструкция загрузочного отверстия аналогична той, которая используется в конструкции объектива Ротмана с Q-диапазоном.

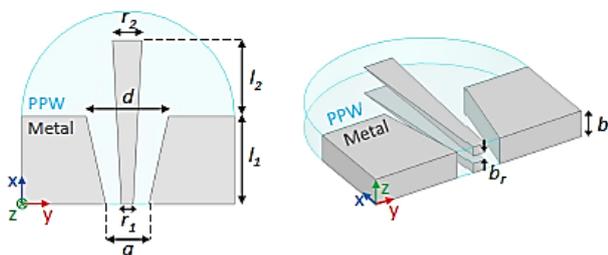


Рис. 2. Конструктивные параметры подводящего порта волноводной линзы с двумя ребрами: вид сверху (слева) и изометрический вид (справа)

Здесь реализована конструкция прямого перехода, поскольку это обеспечивает приемлемую производительность при упрощении механической конструкции. Загрузочное отверстие имеет постоянную высоту b , которая также является высотой секции PPW.

Основным параметром, определяющим размер линзы Ротмана, является ширина диафрагмы входных отверстий, d . В идеале это значение должно быть как можно меньше, обеспечивая при этом хорошее соответствие по рассматриваемой рабочей полосе пропускания [2, 3].

В качестве отправной точки для эталонного волновода с двойным гребнем был выбран стандарт WRD180, поскольку его номинальная полоса пропускания в основном режиме (18-40 ГГц) и частота среза (15,12 ГГц) совместимы с целевой работой в К/Ка-диапазоне. Поперечное сечение было слегка скорректировано для улучшения отклика, особенно в нижней части частотного диапазона, с использованием полноволновой модели, реализованной с помощью коммерческого программного обеспечения Ansys HFSS. Соответствующие конструктивные параметры: $a = 7,70$ мм, $b = 3,40$ мм, $r_1 = 1,92$ мм и $b_r = 0,98$ мм, где только a и r_1 были скорректированы по сравнению с размерами WRD180. Остальные оптимизированные конструктивные параметры составляют $d = 8,86$ мм, $r_2 = 3,99$ мм, $l_1 = 9,66$ мм и $l_2 = 13,55$ мм.

Номинальная конструкция питающего порта была оптимизирована для встраиваемой конфигурации, включая два смежных порта с обеих сторон, чтобы уменьшить как отражения, так и связь между портами, достигнув значения ≈ 20 дБ в полосе рабочих частот.

Конструкция линзы Ротмана

В качестве прототипа был выбран объектив Ротмана 10x10, что потребовало компромисса между основными конструктивными параметрами. В частности, требовался компромисс между полосой пропускания и дальностью сканирования. Большие значения a приводят к ухудшению характеристик в верхнем диапазоне целевой полосы частот из-за большего угла падения на входы питания. Было установлено, что $\alpha = 20^\circ$ является приемлемым для конструкции в К/Ка-диапазоне, учитывая размер внутреннего контура линзы, Σ_1 . Аналогичным образом, для оптимальной конструкции фокальной дуги, обеспечивающей низкие теоретические фазовые aberrации, обычно требуется $g > 1$. Однако это увеличивает кривизну фокальной дуги и ухудшает характеристики, если учитывать вторичные эффекты, такие как рассеяние на входе питания, остаточные отражения от боковых стенок и т.д. Приемлемый компромисс был найден при $g = 0.97$. Учитывая номинальную ширину диа-

фрагмы входного отверстия, указанную выше, внеосевое фокусное расстояние было установлено равным $F = 110$ мм или $F = 11\lambda_0$, где λ_0 - длина волны в свободном пространстве на максимальной рабочей частоте 30 ГГц [4].

Внутренний инструмент Matlab был использован для создания файла step, объединяющего конструктивные параметры объектива (рис. 1) с параметрами портов подачи (рис. 2). Затем файл step был импортирован в Ansys HFSS для создания полноволновой модели. Форма боковых стенок в резонаторе PPW была скорректирована для уменьшения остаточных отражений при выполнении соответствующих граничных условий поглощения. Окончательная полноволновая модель проиллюстрирована на рис. 3.

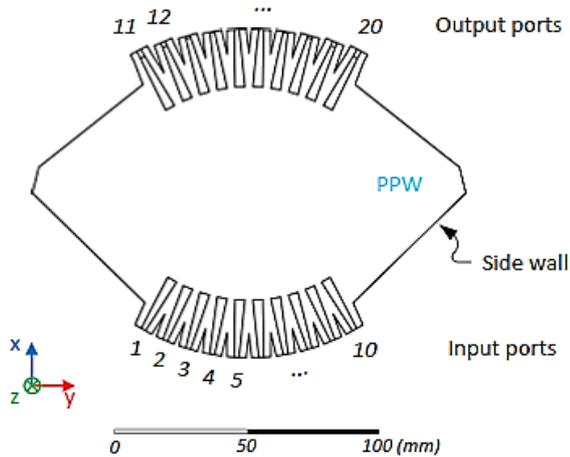


Рис. 3. Полноволновая модель (Ansys HFSS) внутреннего волноводного резонатора линзы Ротмана с двойными ребрами размером 10×10 мм, включая линии передачи на выходных портах

Параметры рассеяния для полноволновой модели представлены на рис. 4, где порт 1 соответствует одному из внешних портов ($\theta = \alpha = 20^\circ$), а порт 5 - одному из внутренних портов ($\theta = 4,44^\circ$), согласно нумерации портов на рис. 3. Эти результаты характерны для квазиоптического формирователя луча: порт 1 демонстрирует некоторое ухудшение коэффициентов передачи на самых высоких частотах, в то время как порт 5 демонстрирует некоторое ухудшение коэффициента отражения и связи между портами на самых низких частотах. Результаты, тем не менее, оставались приемлемыми для целевого применения, при этом отражение и связь между портами были ниже -15 дБ в интересующих диапазонах частот (светло-серая область на рис. 4), в то время как ухудшение передачи затронуло только порт 11, соответствующий крайнему отверстию внутреннего контура линзы на той же стороне, что и порт 1.

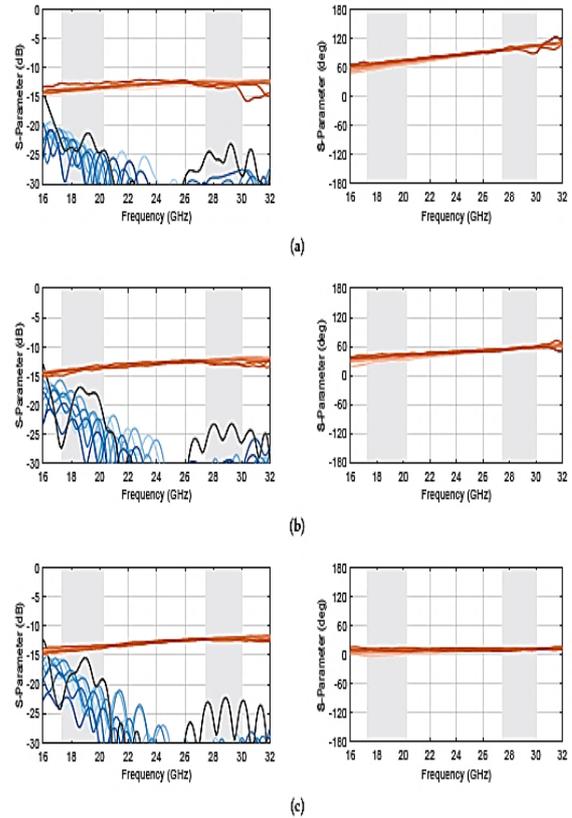


Рис. 4. Смоделированные параметры рассеяния по амплитуде (слева) и разности фаз смежных отверстий (справа) волновода с двойными ребрами 10×10 в конструкции линзы Ротмана для (а) порта 1, (б) порта 3 и (с) порта 5 (коэффициент отражения в черном цвете; коэффициенты связи в оттенках синего; коэффициенты пропускания в оттенки красного; рабочие диапазоны частот - светло-серые)

Разность фаз между соседними портами также оставалась практически постоянной в любой точке частотного диапазона в анализируемом диапазоне, обеспечивая желаемое равномерное изменение фазы, задавая направление наведения луча, при этом наблюдался фазовый перепад, характерный для формирователей луча с задержкой по времени. Как и ожидалось, разность фаз между соседними выходными портами увеличивалась с увеличением расстояния от входного порта до центра фокусной дуги, причем порт 1 имел наибольшую разность фаз, в то время как порт 5 имел разность фаз, близкую к нулю, что создавало луч, направленный в направлении, близком к направлению визирования ($\theta_0 = 0^\circ$). Фазовая погрешность, определяемая как отклонение от средней разности фаз между соседними выходными портами, определяется количественно в зависимости от частоты, и результаты представлены на рис. 5.

Среднеквадратичная погрешность (RMS), соответствующая стандартному отклонению,

оставалась ниже 5 во всех рабочих диапазонах, в то время как межпиковая погрешность оставалась ниже 18. Длины линий передачи, Wl на рис. 1, были включены в модель в виде волноводов с двойными ребрами, которые имели большую дисперсию ближе к частоте среза. По этой причине фазовая погрешность была немного больше на более низких частотах. Следует также отметить, что фазовая погрешность была довольно стабильной по всей фокусной дуге, что подтверждает превосходную стабильность объектива Ротмана во всем диапазоне сканирования.

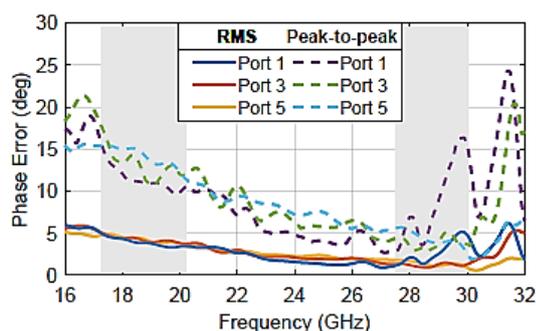


Рис. 5. Смоделированные среднеквадратичные значения и фазовая погрешность от пика к пику для выбранных портов конструкции линзы Ротмана с двойными ребрами 10×10 (рабочие диапазоны частот светло-серого цвета)

Порт 1, который является одной из внеосевых точек фокусировки, имеет фазовые погрешности, аналогичные погрешностям других портов, хотя и немного хуже в верхнем диапазоне, что подтверждает, что фазовые погрешности обусловлены такими аспектами реализации, как переходы и отражения внутри резонатора, которые не учитываются в упрощенной модели трассировки лучей линзы Ротмана. В целом, отмечается, что режим работы может быть расширен с приемлемой производительностью до 31 ГГц, чтобы включить правительственный диапазон, выделенный для широкополосной спутниковой связи, что подтверждает очень широкополосную работу формирователя луча. Распределение электрического поля, полученное с помощью двухполупериодной модели на частотах 20 и 30 ГГц, представлено для портов 1, 3 и 5 на рис. 6 [5].

Чтобы немного расширить диапазон сканирования, и при этом избежать появления лепестков решетки в видимой области, коэффициент масштабирования был установлен равным $\gamma \approx 1,33$, так что 10 создаваемых лучей охватывают диапазон из 27° с угловым расстоянием между лучами, равным 6° . Рассматриваемая линейная матрица имеет расстояние между элементами 6,28 мм, что соответствует $0,63\lambda_0$ при частоте 30 ГГц.

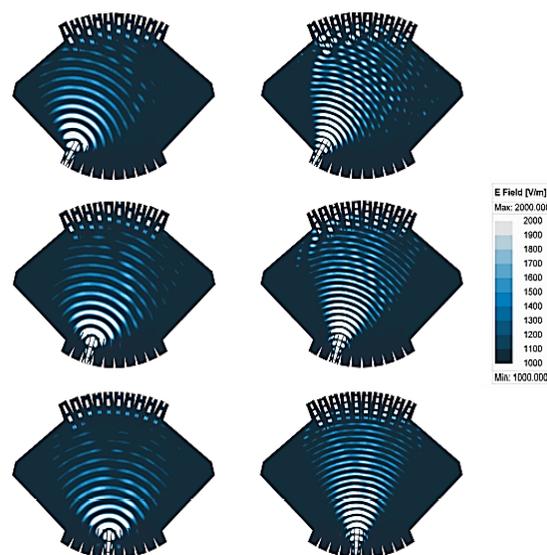


Рис. 6. Смоделировано распределение электрического поля в конструкции линзы Ротмана 10×10 на частоте 20 ГГц (слева) и 30 ГГц (справа) для порта 1 (вверху), порта 3 (посередине) и порта 5 (внизу)

Здесь мы сосредоточимся на конструкции квазиоптического формирователя луча и предположим, что выходные порты подключены с помощью коаксиальных кабелей одинаковой длины к элементам линейной решетки с использованием соответствующих переходов [6].

Заключение

Современные антенные системы становятся всё совершеннее. Они могут быть представлены для широкого спектра работ, так и узкоспециализированных задач. В данной работе была представлена одна из них с конструкцией полностью металлической линзы Ротмана, изготовленной в виде единого блока. Использование технологии аддитивного производства позволило удалить все винты, что позволило избежать возможных перекосов при сборке. Была проведена тщательная оценка характеристик конструкции, работающей в К/Ка-диапазоне, и представлены основные результаты.

Литература

1. Rotman W., Turner R. Wide-angle microwave lens for line source applications // IEEE Trans. Antennas Propag. 1963. No. 11. PP. 623–632.
2. Substrate Integrated Waveguide (SIW) Rotman Lens and Its Ka-Band Multibeam Array Antenna Applications / Y.J. Cheng, W.Hong, K. Wu, Z.Q. Kuai, C. Yu, J.X. Chen, J.Y. Zhou, H.J. Tang // IEEE Trans. Antennas Propag. 2008. No. 56. PP. 2504–2513.
3. Lee W., Kim J., Yoon Y.J. Compact Two-Layer Rotman Lens-Fed Microstrip Antenna Array at 24 GHz // IEEE Trans. Antennas Propag. 2011. No. 59. PP. 460–466.

4. Multibeam SIW Slotted Waveguide Antenna System Fed by a Compact Dual-Layer Rotman Lens / K. Tekkouk, M. Ettorre, L. Le Coq, R. Sauleau // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2016. No. 64. PP. 504-514.

5. Hansen R. Design trades for Rotman lenses // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1991. No. 39. PP. 464-472.

6. Fonseca N.J.G. A Focal Curve Design Method for Rotman Lenses With Wider Angular Scanning Range // *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 2017. No. 16. PP. 54-57.

Поступила 21.10.2024; принята к публикации 18.11.2024

Информация об авторах

Шершов Даниил Александрович – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84), e-mail: shershovdaniil@yandex.ru

Фёдоров Сергей Михайлович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84); Международный институт компьютерных технологий (394026, Россия, г. Воронеж, ул. Солнечная, д. 29 б), e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

Ищенко Евгений Алексеевич – аспирант, ассистент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84), e-mail: kursk1998@yandex.ru

RESEARCH OF MODERN ANTENNA SYSTEMS BASED ON ROTMAN LENSES

D. A. Shershov¹, S. M. Fedorov^{1,2}, E. A. Ishchenko¹

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²International Institute of Computer Technologies, Voronezh, Russia

Abstract: the article considers an antenna system based on a Rotman lens for the formation of multi-element phased array antennas by changing the phase distribution of the Ka-band signal. The design and experimental verification of an all-metal double-sided 10x10 Rotman waveguide lens manufactured in an additive manner as a single part is described. The broadband operation of this quasi-optical beam shaper allows us to cover the uplink and downlink frequencies allocated for satellite communications in the K/Ka band, from 17.3 GHz to 30 GHz. The design of the loading opening has been modified to allow vertical printing, which has minimized the use of auxiliary structures. A prototype was manufactured and tested. The presented results indicate losses in the range of 0.5 dB in the low-pass band and 0.8 dB in the high-pass band, including waveguide transitions added for testing purposes. The measured reflection and coupling coefficients remain below ≈ 11.5 dB in the operating band. The standard deviation of the residual phase error along the matrix ports is less than 5 in modeling and less than 10 in measurements. The matrix coefficients synthesized using scattering parameters confirm the good stability of the beam formation functionality in a wide analyzed frequency range. This monolithic design is a promising step towards creating more integrated antenna systems, such as a compact two-stack configuration for the design of flat antenna arrays

Key words: Rotman lens, K/Ka band, Rotman Waveguide lens, 30GHz

Acknowledgements: the work was carried out with the financial support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation within the framework of the state assignment "Youth laboratory" no. FZGM-2024-0003

References

1. Rotman W., Turner R. "Wide-angle microwave lens for line source applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1963, no. 11, pp. 623-632.
2. Cheng Y.J., Hong W., Wu K., Kuai Z.Q., Yu C., Chen J.X., Zhou J.Y., Tang H.J. "Substrate Integrated Waveguide (SIW) Rotman Lens and Its Ka-Band Multibeam Array Antenna Applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2008, no. 56, pp. 2504-2513.
3. Lee W., Kim J., Yoon Y.J. "Compact Two-Layer Rotman Lens-Fed Microstrip Antenna Array at 24 GHz", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2011, no. 59, pp. 460-466.
4. Tekkouk K., Ettorre M., Le Coq L., Sauleau R. "Multibeam SIW Slotted Waveguide Antenna System Fed by a Compact Dual-Layer Rotman Lens", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2016, no. 64, pp. 504-514.
5. Hansen R. "Design trades for Rotman lenses", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1991, no. 39, pp. 464-472.
6. Fonseca N.J.G. "A Focal Curve Design Method for Rotman Lenses With Wider Angular Scanning Range", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2017, no. 16, pp. 54-57.

Submitted 21.10.2024; revised 18.11.2024

Information about the authors

Daniil A. Shershov – Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: shershovdaniil@yandex.ru

Sergei M. Fedorov – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), International Institute of Computer Technologies (29 b Solnechnaya str., Voronezh 39026, Russia), e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: 0000-0001-9027-6163

Evgeny A. Ishchenko – Postgraduate Student, Assistant, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: kursk1998@yandex.ru

ОПТИМИЗАЦИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СЕТЕВЫХ РЕСУРСОВ БЕСПРОВОДНОЙ СЕНСОРНОЙ СЕТИ

М.В. Хорошайлова, А.А. Пирогов, А.В. Турецкий

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: предлагается метод планирования передачи данных высокой плотности в беспроводной сенсорной сети на основе Wi-Fi. Этот метод создает модель взаимодействия узлов, модель структуры сети и модель энергопотребления перед отправкой данных высокой плотности, учитывает процесс генерации и передачи пакетов в беспроводной сенсорной сети, и оптимизирует время выполнения узловой задачи, тем самым сокращая задержку узла. Узлы в сети полностью спланированы таким образом, чтобы контролировать время генерации пакетов в сети, что еще больше снижает потребление энергии. Предложен алгоритм оптимизации энергии на основе кластеров, позволяющий выбрать главный узел кластера, путем всестороннего влияния факторов на энергетический баланс беспроводной сенсорной сети. В предложенном алгоритме сначала вводится функция плотности энергии, учитывая скорость и плотность остаточной энергии в радиусе окрестности узлов, чтобы уменьшить случайность выбора главного узла кластера. Контрольные узлы сигналов располагаются в нескольких порядках, в соответствии с общим объемом данных, тем самым уменьшая время ожидания, необходимое в процессе оптимизации. Функция производительности движения была разработана на основе переменных параметров движения мобильного приемника, что позволило эффективно сбалансировать нагрузку на сеть и уменьшило задержку данных

Ключевые слова: беспроводная сенсорная сеть, энергопотребление, время задержки, передача данных, кластеризация

Благодарности: работа выполнена при поддержке Минобрнауки России в рамках Федерального Проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности» Государственной программы Российской Федерации «Научно-технологическое развитие Российской Федерации» при реализации Программы развития учебного дизайн-центра электроники «Силовая электроника» (соглашение № 075-02-2024-1517 от 7.03.2024 г. и № 075-02-2024-1520 от 7.03.2024 г.) в ФГБОУ ВО «Воронежском государственном техническом университете»

Введение

Благодаря быстрому развитию интернет-технологий, «Интернет вещей» стал важной особенностью сетей 5G, его развитию способствовали такие технологии, как облачные и периферийные вычисления. Беспроводная сенсорная сеть (WSN) является популярной информационной технологией, которая может быть использована для сбора, обработки и передачи сигналов в специальных условиях. В настоящее время беспроводные сенсорные сети широко изучаются как новая технология получения и обработки информации. Беспроводные сенсорные сети могут быть развернуты в различных сложных географических средах, соединяя физический мир с Интернетом посредством сбора информации и мониторинга. Однако развитие коммуникационных технологий приводит к резкому расширению масштабов сети, что значительно увеличивает потребность WSN в передаче данных [1].

Распределение ресурсов беспроводных сенсорных сетей, таких как каналы, временные интервалы и радиочастоты заключается в обеспечении улучшенного использования ресурсов, снижения помех, повышения качества обслуживания и максимальной пропускной способности сети. Поэтому для повышения общей производительности сети необходима новая схема управления передачей данных.

Модель энергопотребления

Беспроводная сенсорная сеть обычно состоит из нескольких сенсорных узлов и приемных узлов. При отсутствии других помех возможности связи двух узлов в сети могут быть описаны моделью связи узла. Количество узлов в сети велико. Если несколько узлов отправляют данные одновременно, они, скорее всего, будут мешать друг другу [2]. Модели протоколов и физические модели часто используются для описания помех связи между узлами в беспроводных сенсорных сетях.

В модели сети, где передачу данных одновременно выполняют несколько узлов, они

рассматриваются как источники помех. Заданный порог или размер отношения сигнал/шум, соответствующий узлам, определяет, могут ли два узла успешно взаимодействовать в беспроводной сенсорной сети. Значение SIN R_{ij} представляет собой отношение сигнал/шум, когда принимающий узел *j* принимает сигнал, передаваемый передающим узлом *i*, и его формула расчета выглядит следующим образом:

$$SIN R_{ij} = \frac{P_i(d_{ij})}{N + \sum_{k \in S} P_k(d_{kj})}, \quad (1)$$

где d_{ij} представляет расстояние, существующее между узлом *i* и узлом *j* в сети беспроводных датчиков. $P_j(d_{ij})$ представляет уровень сигнала, соответствующий сигналу, переданному узлом *i* в узел *j*. *N* означает шум окружающей среды. *S* обозначает набор узлов, которые одновременно отправляют информацию с узлом *i*.

Традиционная модель энергопотребления при передаче данных с беспроводных датчиков является слишком общей в понятии энергопотребления и не классифицирует ее, что приводит к неточным результатам оценки энергопотребления [3,4]. Существует два типа потребления энергии, а именно: энергия P_{Rx} потребляется для получения информации, и энергии P_{Tx} потребляется для передачи информации. E_{Tx} представляет собой энергию, потребляемую узлом для передачи информации в беспроводной сенсорной сети. Формула расчета следующая

$$E_{Tx} = \begin{cases} E_{elec}b + \varepsilon_{fv}br^\alpha & (r < r_0) \\ E_{elec}b + \varepsilon_{amp}br^\alpha & (r \geq r_0) \end{cases}, \quad (2)$$

где *b* представляет количество битов, полученных за определенный период времени. *r* представляет расстояние, на котором находится принимающий узел и передающий узел в сети беспроводных датчиков. E_{elec} – энергия, потребляемую узлом для получения или отправки данных. ε_{fv} и ε_{amp} представляют собой константы, обычно связанные с *r* и показателем потерь на пути, α - индекс потерь на линии передачи. r_0 - расстояние преобразования между моделью многолучевого затухания и моделью свободного пространства. Когда значение расстояния преобразования r_0 больше, чем расстояние *r*, сигнал в сети распространяется с использованием модели свободного пространства, а индекс потерь на трассе α в это время равен 2. Когда значение расстояния преобра-

зования меньше или равно расстоянию *r*, существующий в сети сигнал распространяется с использованием модели многолучевого затухания, а индекс потерь на трассе α равен 4.

Энергопотребление всех узлов сети можно разделить на две части, а именно энергию, потребляемую для отправки и получения данных. Предположим, что E_i представляет собой энергию, потребляемую узлом, получающим количество битов *b* в беспроводной сенсорной сети. Формула выглядит следующим образом

$$E_i = E_{iTx} + E_{iRx}. \quad (3)$$

Согласно приведенному выше анализу, данные, передаваемые Узлом-предшественником, могут принимать и пересылать узлы, существующие в беспроводной сенсорной сети. Предположим, *E* представляет собой энергию, необходимую узлу для получения и пересылки данных в беспроводной сенсорной сети. Выражение выглядит следующим образом

$$E = \begin{bmatrix} E_{11} & \dots & E_{1i} & \dots & E_{1Z} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ E_{i1} & \dots & E_{ii} & \dots & E_{iZ} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ E_{Z1} & \dots & E_{Zi} & \dots & E_{ZZ} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где E_{ij} представляет собой энергопотребление приема данных в пределах зоны покрытия узла. Когда $1 \leq i < j$, E_{ij} описывает энергию, потребляемую узлом *i* для передачи единичного объема данных принимающему узлу *j*. Когда $1 > i \geq j$, E_{ij} описывает энергию, потребляемую узлом *j* для передачи единичного объема данных принимающему узлу *i*.

Расстояние не влияет на энергию, потребляемую узлом для приема данных в беспроводной сенсорной сети, а объем данных является основной причиной, влияющей на энергопотребление узла приема данных.

Согласно приведенному выше анализу, соотношение между протяженностью зоны, общим количеством зон пересылки и расстоянием между узлами соответствует следующей формуле

$$r = \frac{L}{Z}. \quad (5)$$

Когда $1 \leq i < j$, энергию E_{ij} можно рассчитать с помощью уравнения (2), а расстояние связи узла *i* и узла *j* в беспроводной сен-

сорной сети рассчитывается следующим образом

$$r_{ij} = r \times (j - i). \quad (6)$$

Подставляя уравнение (5) в уравнение (6) и объединив это все с уравнением (2), получаем энергию, потребляемую узлом для передачи данных в беспроводной сенсорной сети.

$$E_{Tx} = \begin{cases} E_{elec}b + \varepsilon_{fb}b \left[\frac{(j-i)L}{Z} \right]^\alpha & (r < r_0) \\ E_{elec}b + \varepsilon_{amp}b \left[\frac{(j-i)L}{Z} \right]^\alpha & (r \geq r_0) \end{cases}. \quad (7)$$

Планирование передачи данных с высокой плотностью

Время цикла общего периода выполнения нескольких задач C_p оптимизировано, включая задержку ожидания t_{wait}^v , размер временного интервала T_{slot}^v , время генерации пакета T_{packet}^v и количество пакетов n_{packet}^v .

Контрольные узлы сигналов располагаются в нескольких порядках в соответствии с общим объемом данных, тем самым уменьшая время ожидания, необходимое в процессе оптимизации. Сначала отправляется узел с наибольшим общим количеством сигналов, и получается порядок сортировки N^v каждого узла в процессе оптимизации, $v = 1, 2, \dots, n_{send}$, как показано на рис. 1.



Рис. 1. Планирование задач

Предположим, что t_{start} представляет время начала, установим время начала в подсети первого уровня в беспроводной сенсорной сети на 0 и установим время окончания предыдущей подсети на время начала следующей подсети. После того, как узел i впервые оптимизирован в беспроводной сенсорной сети в i -

м общем многозадачном цикле, начальное значение времени $t_{packet_s}^{ki1}$ для выполнения первой задачи пакета данных в сети выглядит следующим образом

$$t_{packet_s}^{ki1} = C_p^{k,i} + (N^{ki1})T_{slot}^{ki1} + t_{start}. \quad (8)$$

Обозначим $t_{packet_e}^{ki1}$ как время формирования пакета данных в сети, вычисляется по формуле

$$t_{packet_e}^{ki1} = t_{packet_s}^{ki1} + T_{packet}^{ki1}. \quad (9)$$

Обозначим $t_{slot_s}^{ki1}$ как время начала временного интервала в сети, и его выражение выглядит следующим образом:

$$t_{slot_s}^{ki1} = t_{packet_e}^{ki1}. \quad (10)$$

Обозначим $t_{slot_s}^{kiv}$ как время окончания временного интервала в сети, и его выражение выглядит следующим образом:

$$t_{slot_e}^{kiv} = t_{slot_s}^{kiv} + T_{slot}^{kiv}. \quad (11)$$

Первая задача пакета разделена на следующие две ситуации в процессе оптимизации:

- когда $T_{packet}^{kiv} > t_{node}^{kiv-1}T_{slot}^{kiv-1}$, время окончания последнего пакета в сети является моментом начала $t_{packet_s}^{kiv}$ пакета в сети, выражение выглядит следующим образом

$$t_{packet_s}^{kiv} = t_{packet_e}^{kiv-1}. \quad (12)$$

- когда $T_{packet}^{kiv} \leq t_{node}^{kiv-1}T_{slot}^{kiv-1}$, время начала $t_{packet_s}^{kiv}$ можно рассчитать в зависимости от временного интервала

$$t_{packet_s}^{kiv} = t_{packet_s}^{kiv-1} + (n_{node}^{kiv-1} + N^{ki-1})T_{slot}^{kiv-1} + (N^{ki} - 1)T_{slot}^{kiv-1} - T_{packet}^{kiv}. \quad (13)$$

Если $n_{packet}^{kiv-1} \geq 2$, во время процесса оптимизации необходимо отправить несколько наборов данных. Также в начале всех задач есть два случая. Когда $t_{wait}^{kiv} > 0$, время окончания, соответствующее предыдущему пакету данных, является временем начала, соответствующим текущему пакету данных, как показано в уравнении (8). Когда $t_{wait}^{kiv} \leq 0$, существует следующая формула

$$t_{packet_s}^{kiv} = t_{slot_s}^{kiv-1} + (n_{node}^{kiv} - 1)T_{slot}^{kiv} - T_{packet}^{kiv}. \quad (14)$$

Циклические итерации (8)–(14) могут получать график планирования первой задачи пакета данных в общедоступных периодах с несколькими задачами и реализовывать планирование передачи данных высокой плотности в беспроводной сенсорной сети [5].

Выполним моделирование предложенного алгоритма в среде Matlab, которая используется для разработки алгоритмов, визуализации данных, анализа данных и численных расчетов на современном языке технических вычислений и интерактивной среде.

Оптимизация энергопотребления на основе метода кластеризации

Предлагаемый алгоритм оптимизации энергопотребления на основе кластеров с помощью мобильного приемника объединяет базовые факторы, связанные с энергетическим балансом беспроводных сенсорных сетей, включая энергию, плотность узлов и параметры движения мобильного приемника, для адаптивной настройки порога выбора головного узла кластера. Блок-схема алгоритма оптимизации энергопотребления на основе кластеров с помощью мобильного приемника показана на рис. 2.

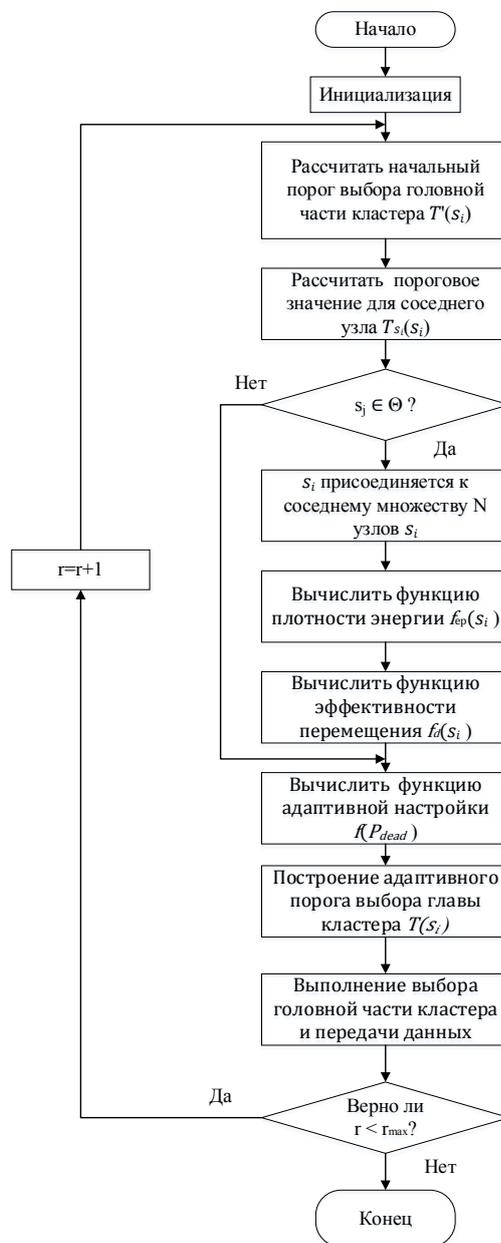


Рис. 2. Блок-схема алгоритма кластерной оптимизации энергопотребления с мобильным приемником

Предположим, что сенсорная нейронная сеть, состоящая из N сенсорных узлов, была случайным образом распределена в зоне мониторинга S_M . Исходное положение мобильного приемника было определено в зоне мониторинга с координатами (0 м, 0 м). Траектория перемещения мобильного приемника показана на рис. 3.

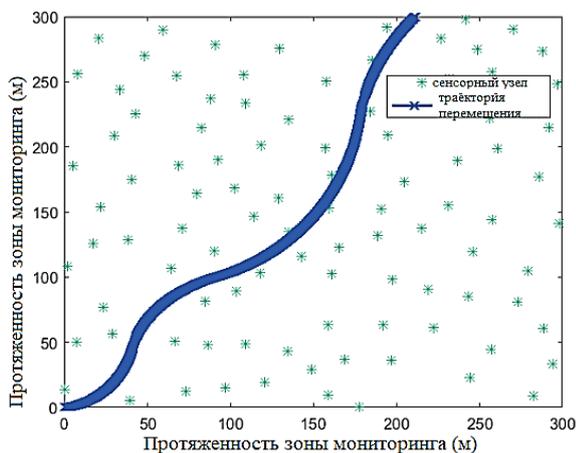


Рис. 3. Траектория перемещения подвижной станции

Собранные данные со всех сенсорных узлов указывают на то, что один цикл завершен, а затем будет выполняться следующий цикл.

Схема управления, основанная на схеме передачи данных с переключением в режиме игры в очереди в пределах кластера, предполагает, что время обслуживания сенсорного узла является конфиденциальной информацией. Чтобы описать разнообразную тенденцию развития передачи данных и значения, генерируемые различными данными, время обслуживания и стоимость обслуживания запроса определяются как непрерывные случайные величины. Для упрощения задачи предположим, что две случайные величины обычно распределены следующим образом. Распределение переменных может быть изменено и оптимизировано в зависимости от ситуации.

При различных режимах обслуживания стратегия передачи данных для запроса сенсорного узла определяется путем решения уравнения Нэша для каждой модели игровой системы массового обслуживания. Когда время обслуживания запроса сенсорного узла $t < t^*$, он присоединяется к очереди принимающего узла. В противном случае он отклоняется. Учитывая влияние величины обслуживания R на максимальное социальное благосостояние системы $\Gamma^*(R)$, оптимальная схема

обслуживания узла-приемника определяется путем сравнения максимального социального благосостояния. В соответствии с этими выводами разработана переключаемая схема управления передачей для WSN, основанная на игре в очередь, модель которой показана на рис. 4.

Схема управления описывается в четыре шага.

Шаг 1. Инициализация Параметров.

Узел датчика i присваивает значения RST_i и R_i для времени и значения обслуживания в соответствии с типом запроса и полученным требованием, следуя нормальному распределению, $RST_i \sim N(\theta, \theta^2)$ и $R_i \sim N(\varepsilon, \sigma^2)$. Он определяет скорость поступления λ_i запросов сенсорного узла, отправляемых на принимающий узел. Принимающий узел определяет затраты на ожидание C и скорость обслуживания μ в зависимости от своих возможностей обслуживания.

Шаг 2. Узел-приемник определяет, какая информация будет передана.

В соответствии с общей частотой поступления $\sum_{i=1}^n \lambda_i$ и служебной информацией всех узлов блока управления передачей узел-приемник вычисляет оптимальный порог времени обслуживания t^* и устанавливает параметры t^* и $\sum_{i=1}^n \lambda_i$.

Шаг 3. Определение того, следует ли присоединиться к очереди.

В соответствии с информацией, предоставляемой приемным узлом, определяются правила обслуживания, требуемые для запроса сенсорного узла. Когда требуется соблюдение правил FCFS, сравниваем значения Rst и t^*_{FCFS} . Если $RST_i < t^*_{FCFS}$, то он присоединяется к очереди узла-приемника. В противном случае он отклоняется. Когда требуется соблюдение правил EPS, сравниваем значения RST_i и t^*_{EPS} . Если $RST_i < t^*_{EPS}$, то он присоединяется к очереди узла-приемника, в противном случае отклоняется, и тогда сравниваем значения RST_i и t^*_{SSF} . Если $RST_i < t^*_{SSF}$, то он присоединяется к очереди узла-приемника, а в противном случае отказывается.

Шаг 4. Обновление статуса контроллера.

Как только скорость поступления изменяется из-за нового Присоединения, выхода из строя или неисправности датчиков, принимающий узел пересчитывает параметры t^* и $\sum_{i=1}^n \lambda_i$, и соответствующие параметры освобождаются.

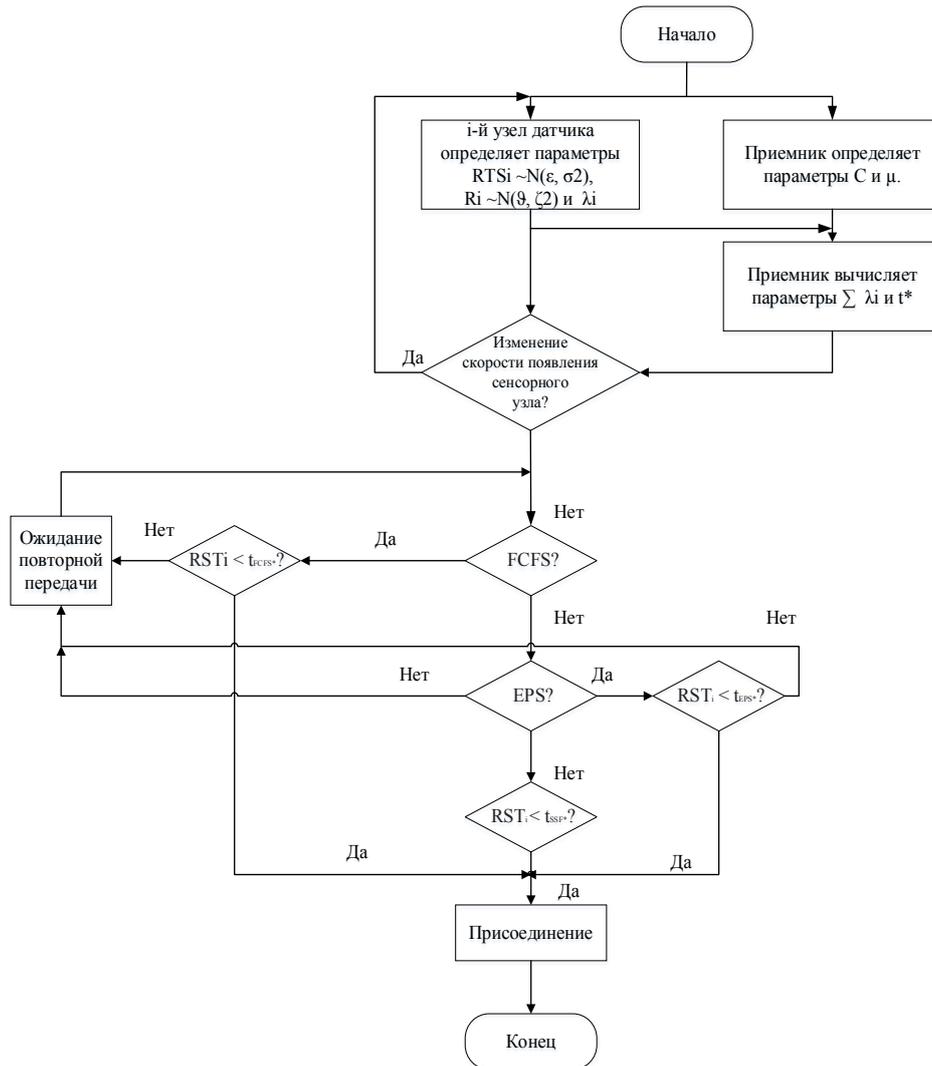


Рис. 4. Схема управления переключаемой передачей, основанная на игре в очереди

После инициализации входных параметров системы рассчитывается полная частота поступления запросов сенсорного узла на принимающий узел. Узел-приемник публикует значения параметров. Требования к сенсорному узлу определяют порядок предоставления услуг. Затем, оценивая соотношение размеров между временем обслуживания запроса RST и пороговым временем обслуживания t^* в соответствии с соответствующими правилами обслуживания, определяется, попадает ли запрос в очередь узла-приемника и ожидает ли он обслуживания.

Проверка работоспособности схемы, основанной на игре с массовым обслуживанием, проведена в среде MATLAB [6]. После того, как были заданы параметры численного моделирования, были отображены основные параметры, сгенерированные схемой, основанной на игре в очередь с массовым обслуживанием, а результаты сравнены и проанализированы. Бы-

ли проанализированы изменения индекса производительности сети, пропускной способности и задержки после того же периода работы сети.

В теории игр массового обслуживания такие параметры, как ожидаемая выгода R от запросов сенсорного узла и стоимость ожидания C принимающего узла, обычно являются абстрактными относительными величинами. В сочетании с реальной ситуацией и требованиями WSN, эти параметры описываются как физические и устанавливают соответствующие значения. Ожидаемая чистая выгода от запроса зависит от объема запрашиваемых данных и их важности. Предположим, что запросы имеют высокую, среднюю или низкую важность, с соответствующими коэффициентами 1,2, 1 и 0,8 соответственно. R определяется как произведение объема данных в килобайтах на коэффициент важности.

Оптимальный порог времени обслуживания t_{SSF}^* для режима обслуживания SSF показан на рис. 5 путем сравнения оптимальных пороговых значений времени обслуживания для трех режимов обслуживания.

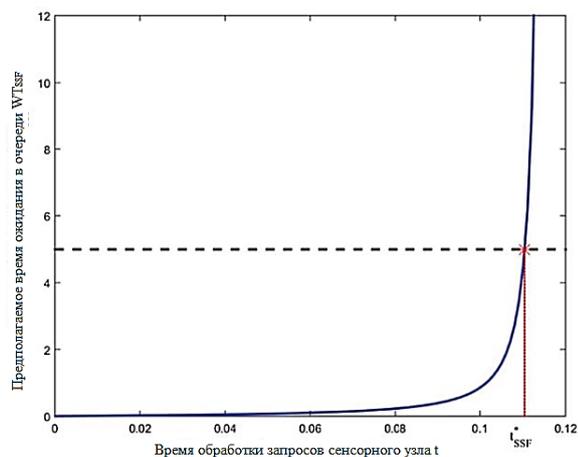


Рис. 5. Предполагаемое время ожидания в очереди с учетом времени обслуживания в соответствии с режимом обслуживания «сначала самое короткое обслуживание» (SSF)

Из рис. 5 видно, что $t_{SSF}^* > t_{FCFS}^* > t_{EPS}^*$ в одной и той же системной среде. Когда достигается оптимальное значение порога времени обслуживания, социальное обеспечение системы в схеме, основанной на игре в очереди, становится максимальным.

Заключение

Беспроводные сенсорные сети играют важную роль в сборе и объединении необработанных данных, мониторинге окружающей среды и распределении по локальным сетям. Из-за ограниченного энергопотребления беспроводных датчиков все технологии, применяемые в беспроводных сенсорных сетях, должны быть легкими и энергоэффективными. Если произойдет перегрузка сети, это приведет к резкому снижению производительности сети и потреблению большого количества энергии, что в конечном итоге приведет к сокращению срока службы узлов.

В этой статье основное внимание уделялось схеме управления передачей данных между узлом с несколькими датчиками и узлом с одним приемником в беспроводной сенсорной сети. Для повышения производительности передачи по сети была предложена схема управ-

ления передачей, основанная на переключении режимов обслуживания в соответствии с требованиями сенсорных узлов. Теория игр массового обслуживания была введена в схему передачи данных беспроводных сенсорных сетей, основанная на игре массового обслуживания, для моделирования блока управления передачей. Затем была получена оптимальная стратегия управления передачей системы путем решения уравнения Нэша игровой модели в трех основных принципах обслуживания: принцип первого обслуживания, принцип равноправного использования процесса и принцип кратчайшего обслуживания в первую очередь. Время обслуживания и стоимость обслуживания, требуемые для запроса сенсорного узла, были определены как случайные величины для описания типов запросов с различными требованиями и важностью в сети. При согласовании параметров системы, если принимающий узел переключится на режим обслуживания в первую очередь, система обеспечит максимальное обеспечение. Результаты моделирования показали, что схема для беспроводной сенсорной сети, основанная на игре в очередь, повышает эффективность передачи данных и снижает вероятность перегрузки сети.

Литература

1. Lv Z., Qiao L. Optimization of collaborative resource allocation for mobile edge computing // Computer Communications. 2020. No. 161. PP. 19-27.
2. Resource allocation and computation offloading with data security for mobile edge computing / I.A. Elgendy, W. Zhang, Y.-C. Tian, K. Li // Future Generation Computer Systems. 2019. No.100. PP. 531-541.
3. Ромашенко М.А., Чирков О.Н., Чураков П.П. Эффективный алгоритм оценки канала радиосвязи с пространственной модуляцией // Радиотехника. 2021. Т. 85. № 6. С. 52-56.
4. Башкиров А.В., Хорошайлова М.В., Демихова А.С. Оптимизация системы передачи информации от беспилотного летательного аппарата и повышение пропускной способности канала связи // Вестник Воронежского института МВД России. 2023. № 4. С. 140-148.
5. Башкиров А.В., Хорошайлова М.В., Демихова А.С. Методика предварительного кодирования для системы беспилотных летательных аппаратов // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 5. С. 106-114.
6. Чирков О.Н. Эффективный алгоритм динамического распределения пилот-сигналов для оценки канала радиосвязи в многоантенных системах ММО с ортогональным частотным уплотнением OFDM // Радиотехника. 2019. Т. 83. № 6(8). С. 163-168.

Информация об авторах

Хорошайлова Марина Владимировна – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: pmv2205@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9167-9538>

Пирогов Александр Александрович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: pirogov.alx@gmail.com

Турецкий Андрей Владимирович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: tav7@mail.ru

**OPTIMIZING THE ALLOCATION OF WIRELESS NETWORK RESOURCES
SENSOR NETWORK**

M.V. Khoroshailova, A.A. Pirogov, A.V. Turetskiy

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: a method for planning high-density data transmission in a wireless sensor network based on Wi-Fi is proposed. This method creates a node interaction model, a network structure model, and a power consumption model before sending high-density data, takes into account the process of generating and transmitting packets in a wireless sensor network, and optimizes the execution time of a node task, thereby reducing node latency. The nodes in the network are fully planned in such a way as to control the time of packet generation in the network, which further reduces energy consumption. An energy optimization algorithm based on clusters is proposed, which allows choosing the main node of the cluster by comprehensively influencing factors on the energy balance of a wireless sensor network. In the proposed algorithm, an energy density function is first introduced, taking into account the velocity and density of residual energy in the radius of the neighborhood of nodes, in order to reduce the randomness of choosing the main node of the cluster. The control nodes of the signals are arranged in several orders according to the total amount of data, thereby reducing the waiting time required during the optimization process. The motion performance function was developed based on the variable motion parameters of the mobile receiver, which effectively balanced the network load and reduced data latency

Key words: wireless sensor network, power consumption, delay time, data transmission, clustering

Acknowledgements: the work was carried out with the support of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation within the framework of the Federal Project «Training of personnel and scientific foundation for the electronic industry» of the State Program of the Russian Federation «Scientific and Technological Development of the Russian Federation» during the implementation of the Program for the development of the educational design center of electronics «Power Electronics» (Agreement No. 075-02-2024-1517 dated 03/7/2024 and No. 075-02-2024-1520 dated 03/7/2024) at the Voronezh State Technical University

References

1. Lv Z. Qiao L. “Optimization of collaborative resource allocation for mobile edge computing,” *Computer Communications*, 2020, no. 161, pp. 19–27.
2. Elgendy I.A., Zhang W., Tian Y.-C., Li K., “Resource allocation and computation offloading with data security for mobile edge computing,” *Future Generation Computer Systems*, 2019, no. 100, pp. 531–541.
3. Romashchenko M.A., Chirkov O.N., Churakov P.P. “An effective algorithm for evaluating a radio communication channel with spatial modulation,” *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2021, vol. 85, no. 6, pp. 52-56.
4. Bashkirov A.V., Khoroshailova M.V., Demikhova A.S. “Optimization of the information transmission system from an unmanned aerial vehicle and increasing the bandwidth of the communication channel,” *The Bulletin of Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia (Vestnik Voronezhskogo instituta MVD Rossii)*, 2023, no. 4, pp. 140-148.
5. Bashkirov A.V., Khoroshailova M.V., Demikhova A.S. “The method of pre-coding for a system of unmanned aerial vehicles,” *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 5, pp. 106-114.
6. Chirkov O.N. “Effective algorithm of dynamic distribution of pilot signals for evaluation of a radio communication channel in multi-antenna MIMO systems with orthogonal frequency seal OFDM,” *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2019, vol. 83, no. 6(8), pp. 163-168.

Submitted 21.08.2024; revised 05.11.2024

Information about the authors

Marina V. Horoshailova – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), pmv2205@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9167-9538>

Aleksandr A. Pirogov – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: pirogov.alx@gmail.com

Andrey V. Turetskiy – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: tav7@mail.ru

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПОВЫШЕННОГО ИЛИ ПОНИЖЕННОГО ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ИМПУЛЬСНОМ ИСТОЧНИКЕ ПИТАНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

И.С. Бобылкин, А.В. Иванов, А.А. Кузёмкин, Д.А. Кисленков

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: ограничение входного напряжения в импульсном вторичном источнике питания (ВИП) (так же называемом модуль электропитания) необходимо для обеспечения его стабильного и надёжного функционирования. Узел ограничения входного напряжения защищает источник от скачков напряжения по входу, которые могут возникнуть из-за нестабильности сети или переходных процессов. Ограничение по входному напряжению, как правило, применяют в маломощных преобразователях постоянного тока (DC/DC), использующих аккумуляторные батареи в качестве первичного источника питания (ПИП). Это связано с тем, что напряжение аккумуляторной батареи, в процессе ее эксплуатации под нагрузкой, уменьшается. Низкой величины напряжения на входе источника питания может не хватить для запуска микросхемы, управляющей силовым контуром модуля с помощью сигнала широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В иных случаях, когда напряжение питания на входе превышает допустимую величину, это может привести к некорректной работе источника питания, одним из признаков которой является возникновение кратковременных колебаний напряжения по выходу. Как правило, в этот момент срабатывает внутренняя схема защиты модуля от перенапряжения или от перегрузки по току. Она будет действовать до того момента, пока напряжение на входе не войдет в допустимый рабочий диапазон. Для защиты источника питания от повышенного или пониженного напряжения на входе предложен способ идентификации величины напряжения с помощью простого функционального узла, состоящего из нескольких электрических схем, основанных на распространенных электрорадиоизделиях (ЭРИ). Проведен теоретический расчет и выполнено моделирование в SPICE симуляторе Multisim. Путем подачи различных импульсов типа 5 по стандарту ISO7637 (тесты кондуктивной помехозащищенности) продемонстрирована эффективная работа схемы защиты как от коротких импульсов напряжением до 80 В и длительностью 120 мс, так и от более длительных, амплитудой до 70 В и длительностью 500 мс. Использование комбинации устройства защиты и импульсного ВИП позволяет сэкономить пространство и снизить затраты на реализацию изделия

Ключевые слова: ограничение напряжения, схема защиты, диапазон напряжения, модуль электропитания, постоянный ток, компаратор, источник питания, электрическая мощность

Актуальность работы

В условиях современной технологической среды импульсные источники питания постоянного тока играют ключевую роль в обеспечении надежной работы электронных устройств. Однако изменения во входном напряжении, такие как его повышение или понижение, могут серьезно повлиять на стабильность работы таких источников. Идентификация и анализ данных изменений являются критически важными задачами для инженеров и проектировщиков, стремящихся обеспечить эффективную защиту и долговечность устройств [1, 2].

Данная статья фокусируется на методах и техниках, которые позволяют эффективно определять и реагировать на повышенное или пониженное входное напряжение в импульсных источниках питания. Рассматриваются алгоритмы управления, направленные на миними-

зацию негативных последствий колебаний входного напряжения. Особое внимание уделено практическим примерам и исследованиям, подтверждающим эффективность предложенных решений в условиях реальных эксплуатационных сценариев.

Примеры входных возмущений напряжения и схем защиты от них

В настоящее время в электрических схемах преобразователей устанавливаются дополнительные устройства защиты от кратковременных изменений входного напряжения. Можно кратко описать возмущения, которые они призваны устранить на примере схем электропитания автомобильной электроники.

В таких схемах чрезмерно высокое напряжение может возникнуть при подключении к автомобильной электросети, в частности, к основному источнику питания. Способность противостоять таким возмущениям называется кондуктивной помехозащищенностью.

В некоторых случаях перенапряжение может иметь достаточно большую длительность, чтобы рассматривать его как постоянное. После его возникновения многократно увеличивается мощность, выделяемая преобразователем, вследствие чего возрастает и температура. Этот процесс можно назвать статическим перенапряжением. На практике он возникает после отказа регулятора напряжения генератора или после подключения аккумуляторной батареи неверной полярностью.

Кратковременные перенапряжения в автомобиле происходят при коммутации индуктивной нагрузки. Для подавления таких перенапряжений в зависимости от их амплитуды и длительности используются фильтры питания, варисторы или подавители переходных напряжений.

Наиболее распространенные схемы защиты от входных возмущений напряжения показаны на рис. 1-3.

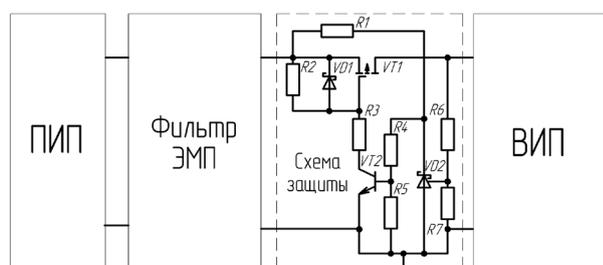


Рис. 1. Схема защиты на P-канальном МДП транзисторе

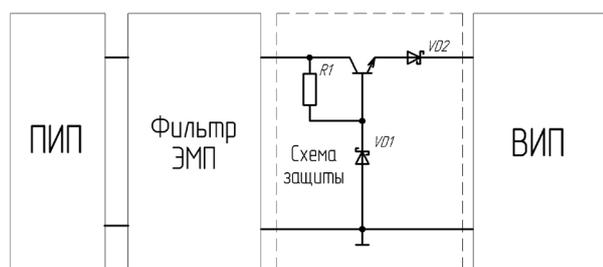


Рис. 2. Схема защиты на NPN-транзисторе

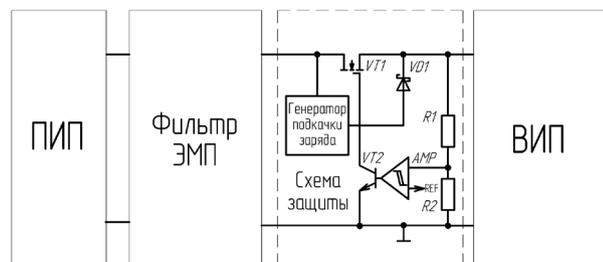


Рис. 3. Схема защиты на N-канальном МДП транзисторе

Возрастающие требования к защите потребителей энергии в различных сферах применения приводят к усложнению и соответ-

венно удорожанию таких схем. В частности в схеме на рис. 1 используется дорогостоящий металл-диэлектрик-полупроводник (МДП) транзистор VT1 с P-каналом и множество связанных с ним компонентов. В схеме на рис. 2 использован NPN-транзистор VT. На его базе стабилитроном VD1 установлено напряжение, которое регулирует напряжение на эмиттере. Такое решение дешево, но из-за падения напряжения база-эмиттер возникает потеря мощности, а так же увеличивается минимальный необходимый уровень напряжения батареи, что критично при запуске непрогретого двигателя автомобиля. Третья схема защиты на рис. 3 основана на более дешевом N-канальном МДП транзисторе VT1, используемом в качестве ключа защиты. Использование этого транзистора затруднено тем, что прикладываемое напряжение затвора VT1 должно быть выше напряжения источника.

В качестве альтернативы вышеперечисленных схем была разработана упрощенная схема идентификации повышенного и пониженного входного напряжения, состоящая из двух частей. Рассмотрим их подробнее.

Идентификация повышенного входного напряжения

Схема защиты от повышенного входного напряжения представлена на рис. 4.

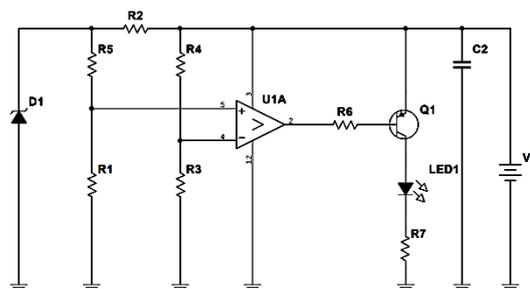


Рис. 4. Схема защиты от повышенного входного напряжения

Принцип работы схемы заключается в сравнении двух величин напряжений на компараторе U1A. На инвертирующий вывод компаратора подается напряжение с делителя, образованного резисторами R4, R3. На неинвертирующий вывод подается стабилизированное напряжение с делителя R5, R1. На делитель напряжения R5, R1 подается опорное напряжение со стабилитрона VD1. Затем, если напряжение на инвертирующем входе больше, чем на неинвертирующем, то компаратор подает сигнал

низкого уровня на базу транзистора Q1 через токоограничивающий резистор R6 – загорается светодиод LED1, уведомляющий потребителя о превышении входного напряжения. В другом случае, если напряжение на неинвертирующем входе оказалось меньше, чем на инвертирующем, то защита не срабатывает. Емкость C2 необходима для поддержания кратковременного стабильного уровня напряжения, если источник питания V1 будет отсутствовать.

Рассмотрим функциональное назначение элементов схемы подробнее.

Элемент U1A на схеме представляет собой операционный усилитель с четырьмя выводами: питание, общий провод или «земля», инвертирующий и неинвертирующий входы. Используется в качестве компаратора.

Резисторы R3, R4 представляют делитель напряжения, подстроив который, можно определить напряжение срабатывания V_{OP} . Для подстройки можно использовать формулу (1):

$$V_{OP} = V \cdot \frac{R3}{R3 + R4}, \quad (1)$$

где V — напряжение питания, В;

$R3$ — сопротивление нижнего плеча, Ом;

$R4$ — сопротивление верхнего плеча, Ом;

Стабилитрон D1 и резисторы R5, R1 необходимы для поддержания опорного напряжения на неинвертирующем входе операционного усилителя. Делитель напряжения на R5, R1 можно заменить подстроечным резистором, чтобы изменять диапазон ограничения входного напряжения в режиме реального времени. Номинальное напряжение стабилизации стабилитрона подбирается в зависимости от конечной величины опорного напряжения. Например, напряжение стабилизации V_{D1} будет 5 В, а опорное напряжение $V_{ST} = 2,5$ В. Для этого будем использовать стабилитрон 1N4733A. Резисторы R5, R1 примем по 2,5 кОм. Тогда получим опорное напряжение:

$$V_{ST} = V_{D1} \cdot \frac{R1}{R1 + R5}, \quad (2)$$

$$V_{ST} = 5,1 \cdot \frac{2,5}{2,5 + 2,5} = 2,55\text{В.}$$

Резистор R2 выполняет функцию ограничения тока для стабилитрона D1. Номинал сопротивления зависит от технических характеристик самого стабилитрона D1. Так, для резистора

1N4733A рабочий диапазон токов находится в пределах от 1 мА до 78 мА [3].

Резистор R6 также выполняет ограничение по току для базы биполярного транзистора Q1.

Светодиод LED1 и резистор R7 играют роль нагрузки. При срабатывании защиты от повышенного напряжения происходит срабатывание светодиода. Резистор играет роль ограничения по току, чтобы не сжечь светодиод большой величиной тока в цепи.

Идентификация пониженного входного напряжения

Рассмотрим аналогичную схему по срабатыванию на пониженное, относительно номинальной величины, питание. Доработанная схема выглядит следующим образом (рис. 5).

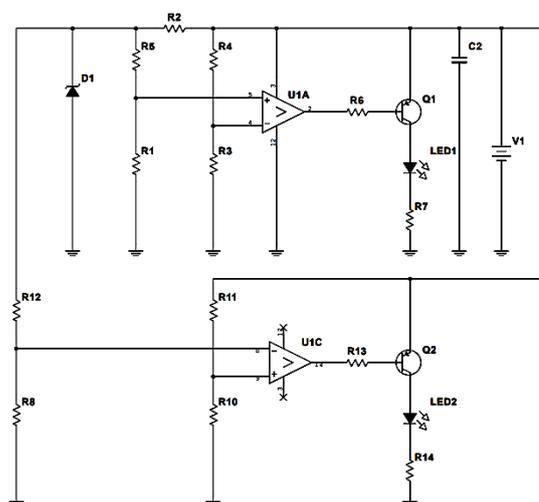


Рис. 5. Схема защиты от повышенного и пониженного входного напряжения

Функциональные особенности цепочек аналогичны: с помощью компаратора U1C происходит сравнение двух величин напряжений. Подстройка на срабатывание на низкое напряжение происходит за счет делителя напряжения R11, R10.

Таким образом, с помощью небольшой компонентной базы и без дорогих цифровых микроконтроллеров можно построить узел, идентифицирующий повышенное или пониженное входное напряжение. Схемотехническое решение, представленное на рис. 5, является простым, с точки зрения принципа работы, и доступным, с точки зрения комплектации.

Проведем моделирование в программной среде Multisim, чтобы проанализировать работоспособность схемы, представленной на рис. 5, а также измерим ее параметры [4]. Пример

расчета и результаты моделирования представлены в пункте 5.

Алгоритм подбора элементов цепи. Моделирование в Multisim

Выполним расчет и подбор элементной базы для цепи, идентифицирующей повышенное ($V_{MAX} = 15V$) и пониженное ($V_{MIN} = 9V$) напряжения. Напряжение питания – аккумуляторная батарея 12 В.

В качестве U1A можно использовать популярную в мире силовой электроники серию компараторов LM339 от производителя Texas Instruments [5]. Доступная и недорогая, относительно новых изделий, микросхема. Содержит в себе 4 компаратора, 2 из которых будут использованы в модели (рис. 6).

В качестве Q1, Q2 будут применены широко известные биполярные транзисторы серии 2N5401 от производителя Philips [6].

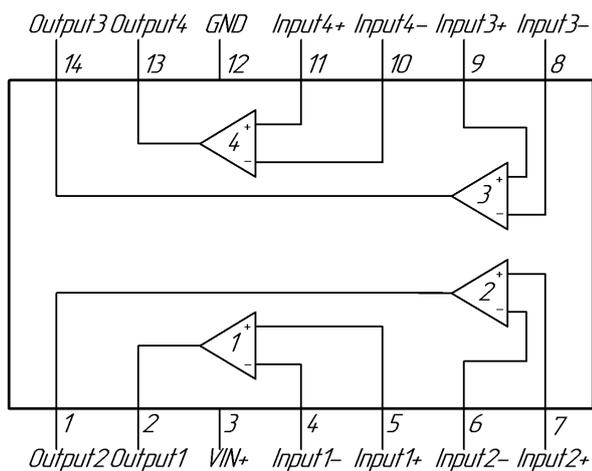


Рис. 6. Конфигурация микросхемы из технической документации LM339

Стабилитрон – 1N4733A в корпусе DO-41 [3]. Заявленное минимальное напряжение стабилизации – 4,84 В, номинальное – 5,1 В, максимальное – 5,35 В. Разброс, относительно номинальной величины, составляет около 5 %. Таким образом, с учетом разброса стабилитрона, может понадобиться подстройка опорного напряжения с помощью делителей напряжения.

Пусть опорное напряжение будет 2,5 В, тогда резисторы $R1, R5 = 2,5k\Omega$. Соответственно, сопротивление резисторов $R4 = 5k\Omega, R3 = 1k\Omega$, т. е. при напряжении питания 15 В на делителе напряжения будет более 2,5 В, что приведет к срабатыванию компаратора, когда

величина напряжения на неинвертирующем входе будет больше, чем на инвертирующем.

Аналогично подберем элементную базу для узла по пониженному напряжению. Примем резисторы $R12, R8 = 2,5k\Omega$. Таким образом, на инвертирующий вход будет поступать постоянная величина напряжения в 2,5 В. Для делителя напряжения $R11, R10$ зададим такие величины сопротивлений, чтобы компаратор U1C срабатывал при напряжении питания $V_{MIN} = 9V$. В данном случае, резистор верхнего плеча делителя $R11 = 5k\Omega$, а нижнего $R10 = 1,8k\Omega$ (из ряда E24).

Выполним проверку с помощью формулы (1), подставив интересующие нас коэффициенты.

$$V_{OP2} = V_{MIN} \cdot \frac{R11}{R10 + R11}, \quad (3)$$

$$V_{OP2} = 9 \cdot \frac{1,8}{5 + 1,8} = 2,38V.$$

Исходя из результатов, резисторы подобраны верно. Построим схему и смоделируем обе ситуации. Сначала при $V_{NOM} = 12V$ (рис. 7).

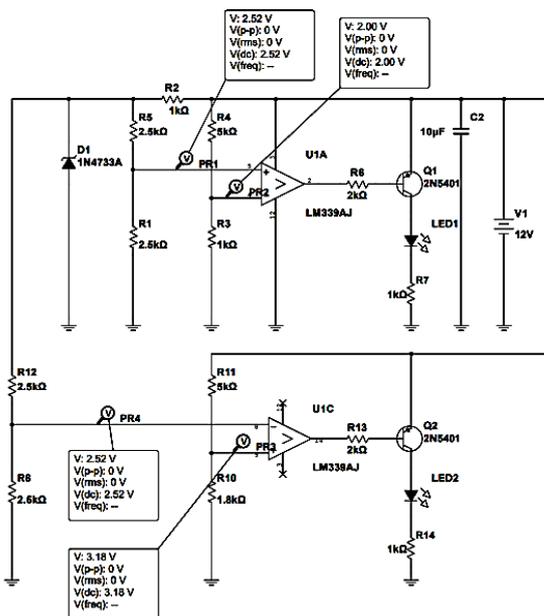


Рис. 7. Работа схемы при номинальном входном напряжении $V_{NOM} = 12V$

Выполним моделирование при $V_{MAX} = 15V$ (рис. 8).

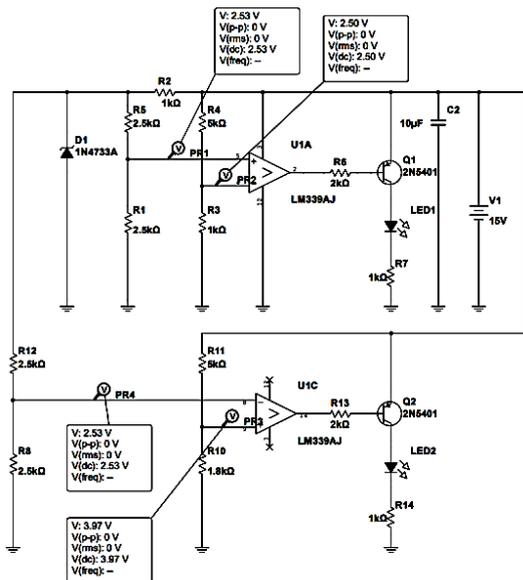


Рис. 8. Работа схемы при номинальном входном напряжении $V_{MAX} = 15V$

Исходя из результатов можно заметить, что компаратор не открыл биполярный транзистор, поскольку опорное напряжение V_{OP1} оказалось больше, чем напряжение на делителе, на 0,03 В, в связи с разбросом номиналов компонентов. Таким образом, чтобы транзистор открылся, необходимо подстроить делитель напряжения на резисторах R4, R3. Из ближайшего в ряду E96 номинала можно выбрать $R3 = 1,02k\Omega$. Замеры отрегулированной схемы показаны на рис. 9.

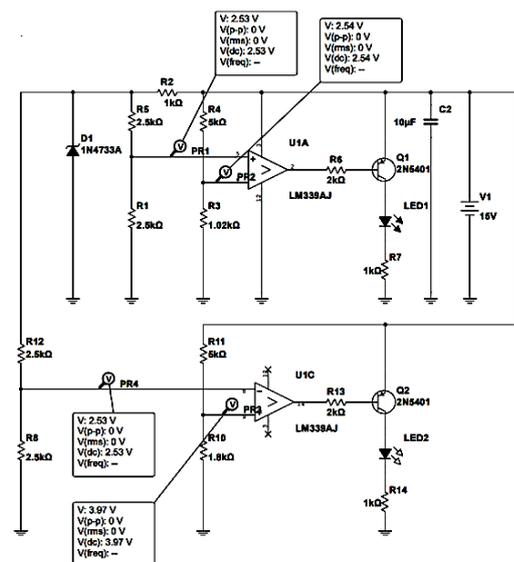


Рис. 9. Работа схемы при номинальном входном напряжении $V_{MAX} = 15V$ и $R3 = 1,02k\Omega$

Исходя из результатов, можно обнаружить, что транзистор Q1 открылся и светодиод LED1 загорелся.

Выполним проверку схемы при пониженном напряжении $V_{MIN} = 9V$. Результат представлен на рис. 10.

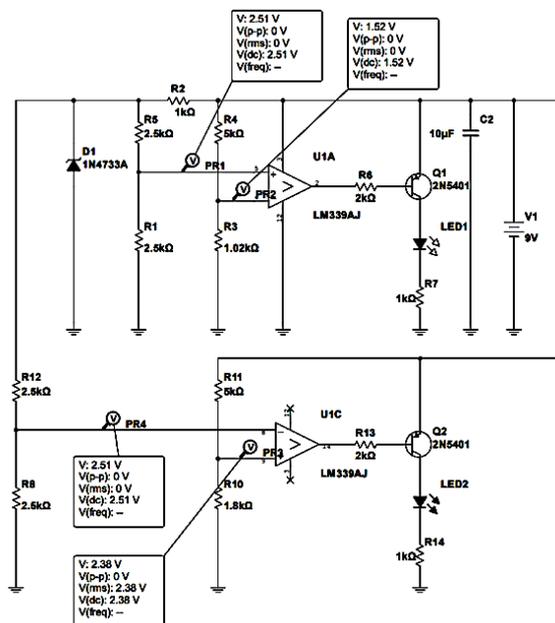


Рис. 10. Работа схемы при номинальном входном напряжении $V_{MIN} = 9V$

При такой величине напряжения транзистор Q2 открылся и светодиод LED2 загорелся.

Моделирование ситуаций с повышенным и пониженным входным напряжением в программной среде Multisim подтверждает работоспособность данного схемотехнического решения.

Трассировка и исследование прототипа

Трассировка печатной платы (ПП) схемы идентификации является важнейшим этапом разработки, от которого зависит стабильность и эффективность работы устройства. Altium Designer предоставляет мощный инструмент для создания высококачественных и надежных печатных плат, позволяя реализовывать схемы с высоким уровнем интеграции [7].

Исходя из простоты схемы был выбран вариант с односторонней платой, где все компоненты располагаются в верхней части платы – на стороне «Тор», с заливкой полигоном земли (GND). Разработанная плата представлена на рис. 11.

Заключение

В результате была разработана и исследована схема защиты от повышенного и пониженного входного напряжения, основанная на распространенных компонентах, основными из которых являются стабилитрон 1N4733A, компаратор LM339 и транзистор 2N5401. Получены данные о разбросе порогового значения напряжения срабатывания защиты. Разброс составляет 5 % от заданного значения.

Выполнена трассировка ПП прототипа схемы в виде субблока, а также получены осциллограммы его работы в составе преобразователя. Они демонстрируют работоспособность схемы и высокую эффективность защиты как от коротких импульсов напряжением до 80В 120мс, так и от более длительных амплитудой до 70В 500мс. Использование комбинации устройства защиты и импульсного ВИП экономит пространство и снижает затраты на реализацию по сравнению со стандартными решениями.

Литература

1. Шайкин А.С., Суков И.А., Алперин Е.Д. Линейный стабилизатор напряжения со сверхмалым падением напряжения // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2018. Т. 14. № 6. С. 98-102.
2. Асадчий А.В., Солдатов А.И. Методика определения требований к устройству контроля электрических параметров преобразователя напряжения // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2020. № 7. С. 18-24.
3. 1N4733A Datasheet - NXP Semiconductors URL: 1N4733A Datasheet(PDF) — NXP Semiconductors (дата обращения: 02.09.2024).
4. Бобылкин И.С., Гафаров Р.Х., Иванов А.В. Моделирование DC-DC и AC-DC преобразователей с нулевыми пульсациями для систем электроснабжения с высоким качеством энергии // Проблемы обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем: сб. науч. тр. Воронеж: Воронежский государственный технический университет, 2023. С. 65-73.
5. LM339 Datasheet – STMicroelectronics. URL: LM339 Datasheet(PDF) — STMicroelectronics (дата обращения: 02.09.2024).
6. 2N5401 Datasheet – NXP Semiconductors. URL: 2N5401 Datasheet(PDF) — NXP Semiconductors (дата обращения: 02.09.2024).
7. Суходольский В.Ю. Altium Designer: проектирование функциональных узлов РЭС на печатных платах. СПб.: БХВ-Петербург, 2010. 480 с.

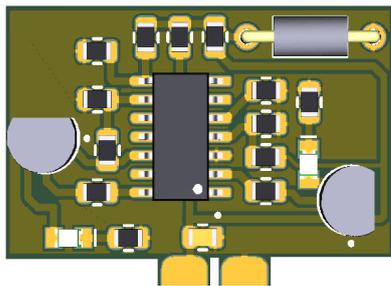


Рис. 11. 3D-модель печатной платы защиты

Получена печатная плата размерами 27,5x17мм. Длина и высота выводов ламельного разъёма 3,75x4,6мм. Для исследования схемы к ее выходам был подключен импульсный buck-boost преобразователь со входным номинальным напряжением 13,5 В и выходным в 12 В. На рис. 12 и 13 показаны осциллограммы, демонстрирующие функционирование реальной схемы защиты при поступлении на ее вход импульсов различной длины и амплитуды.

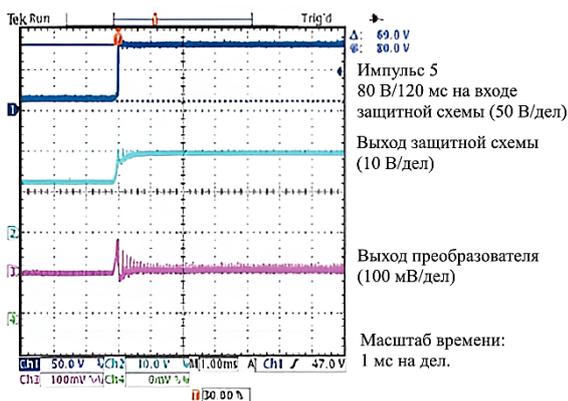


Рис. 12. Состояние выходов на печатной плате при подаче импульса тип 5 по стандарту ISO7637 амплитудой 80 В и длительностью 120 мс на вход схемы

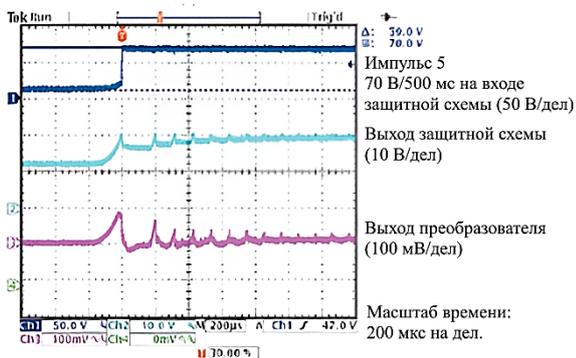


Рис. 13. Состояние выходов на печатной плате при подаче импульса тип 5 по стандарту ISO7637 амплитудой 70 В и длительностью 500 мс на вход схемы

Поступила 04.09.2024; принята к публикации 15.11.2024

Информация об авторах

Бобылкин Игорь Сергеевич – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: bobylikin@bk.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7489-2249>

Иванов Алексей Вадимович – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: cs_off@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9517-8332>

Кузёмкин Андрей Александрович – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: andreyhillsa@gmail.com, ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-2013-8862>

Кисленков Денис Андреевич – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: dkislenkov@list.ru

IDENTIFICATION OF AN INCREASED OR DECREASED INPUT VOLTAGE IN A DC/DC SWITCHING POWER SUPPLY

I.S. Bobylkin, A.V. Ivanov, A.A. Kuzyomkin, D.A. Kislencov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Annotation: limiting the input voltage in a pulse secondary power supply (PSS) (also called a power supply module) is necessary to ensure its stable and reliable operation. The input voltage limiting unit protects the source from voltage surges at the input, which may occur due to network instability or transient processes. Input voltage limiting is usually used in low-power DC/DC converters that use batteries as the primary power source (PPS). This is due to the fact that the battery voltage decreases during its operation under load. A low voltage value at the input of the power supply may not be enough to start the microcircuit that controls the power circuit of the module using a pulse-width modulation (PWM) signal. In other cases, when the supply voltage at the input exceeds the permissible value, this may lead to incorrect operation of the power supply, one of the signs of which is the occurrence of short-term voltage fluctuations at the output. As a rule, at this moment the internal protection circuit of the module from overvoltage or overcurrent is triggered. It will operate until the input voltage enters the permissible operating range. In this article, a method for identifying the voltage value using a simple functional unit consisting of several electrical circuits based on common electronic radio products is proposed to protect the power supply from increased or decreased input voltage. Theoretical calculations were performed and simulation was performed in the SPICE simulator Multisim. By applying various pulses, type 5 according to the ISO7637 standard (conductive noise immunity tests), the effective operation of the protection circuit was demonstrated both from short pulses with a voltage of up to 80 V and a duration of 120 ms, and from longer ones, with an amplitude of up to 70 V and a duration of 500 ms. The use of a combination of a protection device and a pulse PSS allows saving space and reducing the cost of implementing the product

Key words: voltage limitation, protection circuit, voltage range, power supply module, direct current, comparator, power source, electrical power

References

1. Shaikin A.S., Surov I.A., Alperin E.D. "Linear voltage stabilizer with ultra-low voltage drop", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2018, vol. 14, no. 6, pp. 98-102.
2. Asadchiy A.V., Soldatov A.V. "Methodology for determining the requirements for a device for monitoring the electrical parameters of a voltage converter", *Devices and systems. Management, control, diagnostics (Pribory i sistemy. Upravleniye, kontrol', diagnostika)*, 2020, no. 7, pp. 18-24.
3. "1N4733A Datasheet - NXP Semiconductors", available at: [1N4733A Datasheet\(PDF\) - NXP Semiconductors](#) (date of access: 02.09.2024).
4. Bobylkin I.S., Gafarov R. Kh., Ivanov A.V. "Modeling of DC-DC and AC-DC converters with zero ripple for power supply systems with high energy quality", *Problems of ensuring reliability and quality instruments, devices and systems (Problemy obespecheniya nadezhnosti i kachestva priborov, ustroystv i system)*: coll. of scientific papers. Voronezh: Voronezh State Technical University, 2023, pp. 65-73.
5. "LM339 Datasheet – STMicroelectronics", available at: [LM339 Datasheet\(PDF\) - STMicroelectronics](#) (date of access: 02.09.2024).
6. "2N5401 Datasheet – NXP Semiconductors", available at: [2N5401 Datasheet\(PDF\) - NXP Semiconductors](#) (date of access: 02.09.2024).
7. Sukhodolsky V.Yu. "Altium Designer: design of functional units of RES on printed circuit boards" ("Altium Designer: proyektirovaniye funktsional'nykh uzlov RES na pechatnykh platakh"), St. Petersburg, BHV-Petersburg, 2010, 480 p.

Submitted 04.09.2024; revised 15.11.2024

Information about the authors

Igor S. Bobylkin – Cand. Sc. (Technical), Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: bobylikin@bk.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7489-2249>

Alexey V. Ivanov – Postgraduate Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: cs_off@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9517-8332>

Andrey A. Kuzyomkin – Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: andreyhillsa@gmail.com, ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-2013-8862>

Denis A. Kislencov – Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: dkislenkov@list.ru

МЕТОДИКА ПРИЕМА, ОБРАБОТКИ И РАСПОЗНАВАНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

М.А. Ромащенко, А.Ю. Мантула

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается один из вариантов обнаружения функционирования беспилотной авиационной системы с целью ее дальнейшей идентификации и определения правомерности нахождения беспилотного аппарата в воздушном пространстве. Сформулирована проблема обосновывающая необходимость быстрого и своевременного противодействия незаконной деятельности беспилотных авиационных систем в целях безопасности производственных объектов, инфраструктуры и гражданского населения. Поставлена задача разработки методики позволяющей автоматизировать процесс получения и обработки данных для обнаружения беспилотных летательных аппаратов и их последующей идентификации. Проведен обзор основных существующих подходов к обнаружению беспилотных летательных аппаратов, среди которых отдельно рассмотрено радио- и радиолокационное обнаружение. Описана и приведена структурная схема методики приема, обработки и распознавания радиосигналов, позволяющая проводить обнаружение беспилотных летательных аппаратов. Проведено экспериментальное исследование предложенной методики, заключающееся в имитации нахождения в воздушном пространстве беспилотника, путем излучения характерных сигналов. Последовательно выполнив шаги методики по анализу радиоэфира, адаптивной подстройке порога обнаружения, цифровой фильтрации был получен спектральный снимок, характеризующий присутствие БПЛА. Последующая идентификация полученного сигнала по высокочастотному и низкочастотному диапазону позволила успешно определить тип беспилотного летательного аппарата

Ключевые слова: беспилотная авиационная система, беспилотный летательный аппарат, радиообнаружение, радиолокация

Благодарности: работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FZGM-2024-0006)

Введение

Актуальность задачи противодействия беспилотным авиационным системам (БАС) обусловлена высокими темпами применения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) для противоправных целей в отношении гражданских и инфраструктурных объектов. Для решения подобных задач в [1] был рассмотрен тезис о необходимости проведения мероприятий по пресечению незаконной деятельности БАС, классифицированы виды БПЛА, рассмотрены виды противодействия БПЛА.

Для комплексного решения задачи противодействия незаконной деятельности БАС необходимо рассмотреть принцип построения алгоритма распознавания сигналов управления, методы обнаружения активности БПЛА и рассмотреть существующие радиоэлектронные методы противодействия БПЛА. Разработка подобного подхода является необходимым для непрерывной деятельности коммерческого производства, объектов критической инфраструктуры, а также обеспечения безопасности граждан-

данского населения. Далее в статье будут рассмотрены основные аспекты методики обнаружения незаконного присутствия БПЛА и радиоэлектронные методы противодействия им.

Постановка задачи

Целью данной работы является разработка методики, которая позволит автоматизировать процесс получения и обработки данных об обнаружении и противодействии выявленных несанкционированных БПЛА. Решение данной задачи обеспечит высокую точность и надежность выявления и противодействия БПЛА, а также повысит эффективность существующих систем противодействия несанкционированным БПЛА [2].

Разрабатываемая методика должна обеспечивать:

- системный подход к обнаружению БПЛА;
- анализ выявленного радиолокационного сигнала;
- защиту воздушного пространства с помощью методов противодействия БПЛА (в том числе и радиотехнических).

Постановка задачи формулируется как

разработка процедур для приема, обработки и распознавания радиосигналов в задачах обнаружения БПЛА и прекращения их несанкционированной деятельности.

Обзор подходов к обнаружению БПЛА

В настоящее время выделяют пять основных подходов, по которым можно определить присутствие БПЛА в контролируемой зоне - акустическое, оптическое, тепловизионное, радио- и радиолокационное обнаружение [3].

При проведении *акустического обнаружения* непрерывно используется мобильный или стационарный комплекс мониторинга спектра звуковых частот. Если не обнаружено превышение адаптивного порога, применяется мониторинг с помощью распределенных акустических решеток, представляющих из себя N микрофонов, расположенных на одном и том же расстоянии друг от друга [3]. Если не обнаружено повышение акустических шумовых помех, то оператор переходит к следующему виду обнаружения.

При проведении *оптического обнаружения* используется метод анаглифов, представляющий собой две камеры высокого разрешения направленных в небо, одна из которых имеет синий фильтр, а другая – красный. В результате оператору легче заметить БПЛА (черное пятно) на белом фоне. Если угроза не обнаружена, используется метод комбинированного стереоэффекта. При отсутствии угрозы аналогично используются методы с помощью наблюдения камерой высокого разрешения и обработка результата с помощью алгоритма [4]. Если угроза не обнаружена, то оператор переходит к следующему виду обнаружения.

При проведении *тепловизионного обнаружения* проводится мониторинг фона с помощью тепловизора инфракрасного диапазона электромагнитных волн [5,6]. При отсутствии угрозы идет оценка фона с помощью полуавтоматической системы определения сигнатуры тепла. Если повышенный фон не обнаружен, то применяется тепловизор и фотокамера для одновременного ведения аэрофотосъемки в видимом диапазоне. Если угроза не выявлена, то оператор переходит к следующему виду обнаружения.

При проведении *радиообнаружения* используется станция анализа радиосигнала. С её помощью можно обнаружить радиосигнал бортового ответчика или радиосигнал ретрансляторов, широкоэмиттерных, базовых станций

сотовой связи отраженные от БПЛА с помощью поискового способа определения пеленга [7]. При использовании этого метода важно понимать, что вероятность обнаружения принимаемого сигнала зависит от частоты его пеленга. Рассмотрим антенну, которая имеет диаграмму направленности с шириной Θ_c и вращается с угловой скоростью Ω_c , как показано на рис. 1.

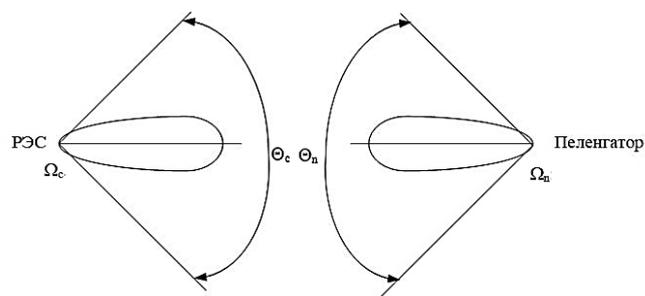


Рис. 1. Поисковый способ определения пеленга

Во время работы антенны (вращение), следующих с частотой F_c (период T_c), получим несколько импульсов:

$$F_c = \frac{\Omega_c}{2\pi} \quad (1)$$

Длительность серии импульсов τ_c – это время работы, при котором облучение станции равно длительности этого направления [8]. Она определяется шириной диаграммы направленности антенны (ДНА) Θ_c и угловой скоростью вращения антенны Ω_c :

$$\tau_c = \frac{\Theta_c}{\Omega_c} = \frac{\Theta_c T_c}{2\pi} \quad (2)$$

Во время работы антенны, которая является частью принимаемого пеленгатора, можно принять сигнал станции с диаграммой Θ_n и угловой скоростью вращения Ω_n :

$$\tau_n = \frac{\Theta_n}{\Omega_n} = \frac{\Theta_n T_n}{2\pi} \quad (3)$$

Также проводится мониторинг панорамного спектрального анализа в реальном времени и пеленгование БПЛА [9]. Если угроза не обнаружена, то оператор переходит к следующему виду обнаружения.

При проведении *радиолокационного обнаружения* проводится наблюдение фона с помощью радиолокационной станции (РЛС), позволяющей обнаружить сигнал, отраженный от корпуса БПЛА. В качестве РЛС возможно применение двухчастотных импульсных радиолокаторов, которые дополнительно могут обнару-

ружить сигнал от встроенных радиосистем БПЛА [10].

При выборе способа ведения радиолокационного обнаружения преимущественно используется фазовый метод пеленгации, поскольку он позволяет обнаружить дрон независимо от погодных условий. При его использовании антенны с идентичными диаграммами направленности разносятся на некоторое расстояние d – база пеленгатора. Упрощенная схема фазового пеленгатора представлена на рис. 2.

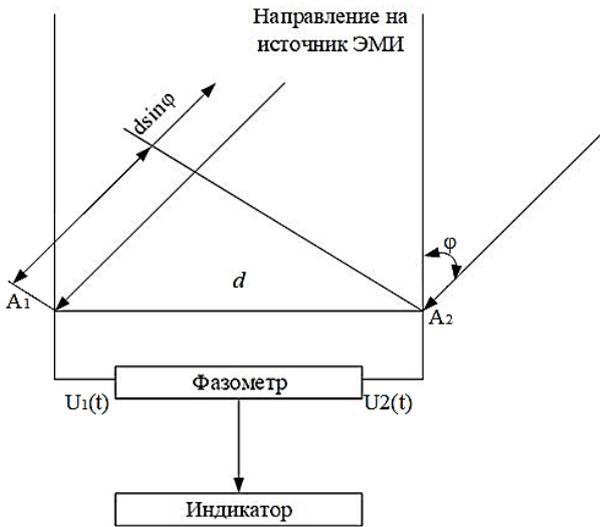


Рис. 2. Упрощенная схема фазового пеленгатора

В результате электромагнитные волны, принимаемые антеннами A_1 и A_2 с направления, определяемого углом « φ », проходят различные расстояния, разность между которыми составляет:

$$\Delta d = d \sin \varphi. \quad (4)$$

При этом разность фаз высокочастотных колебаний принимаемого сигнала в антеннах A_1 и A_2 « $\Delta\varphi$ » будет:

$$\Delta\varphi = 2\pi * \frac{\Delta d}{\lambda} = \frac{2*\pi*d}{\lambda} \sin\varphi. \quad (5)$$

$$\sin\varphi = \frac{\Delta\varphi\lambda}{2\pi d} \quad (6)$$

откуда:

$$\varphi = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \Delta\varphi \right), \quad (7)$$

где λ - длина волны принимаемого сигнала.

Из выражения (7) для φ следует, что для измерения угла прихода электромагнитной волны необходимо выяснить противоположности фаз электродвижущей силы $\Delta\varphi$ в антеннах

A_1 и A_2 . Из минусов метода можно вынести многозначность функции \sin . Этот недостаток возможно убрать при использовании некоторой изученной антенной системы с несколькими большими по величине базами.

Определим формулы расчета вероятности обнаружения для медленного и быстрого поиска по направлению. Вероятность обнаружения при n оборотах антенны определяется формулой [11]:

$$P_n = 1 - e^{-nP_1}, \quad (8)$$

где P_1 – вероятность обнаружения за один оборот антенны.

При медленном поиске:

$$m \geq T_c, \quad \Omega n < \Omega c. \quad (9)$$

Вероятность перехвата сигнала за один оборот антенны РЛС будет [12]:

$$P = \frac{\tau_c}{T_n}, \quad (10)$$

$$P = \frac{\Theta c T_c}{2\pi T_n}. \quad (11)$$

Объединяя (10) и (11) получаем

$$P_{nc} = 1 - e^{-\frac{\Theta c t_p}{2\pi T_n}}. \quad (12)$$

При быстром поиске:

$$\tau_c \geq T_n, \quad \Omega n > \Omega c. \quad (13)$$

Для этого случая вероятность возможного перехвата принимаемого ранее сигнала за один оборот антенны пеленгатора определяется следующим выражением:

$$P = \frac{\tau_n}{T_c}; \quad P = \frac{\Theta n T_n}{2\pi T_c}. \quad (14)$$

Следовательно:

$$P = 1 - e^{-\frac{n_n \Theta n T_n}{2\pi T_c}}, \quad (15)$$

где n_n – число оборотов антенны пеленгатора за время ведения обнаружения t_p .

Анализ формул (12) и (15) для P при медленном и быстром поисках показывает, что вероятность пеленгации всегда стремится к 1 при увеличении общего времени ведения обнаружения t_p , ширины диаграммы направленности антенны пеленгатора Θn и увеличении скорости вращения Ωn (уменьшение T_n). На основании этого можно сделать выводы об увеличе-

нии вероятности пеленгации:

1. Необходимо увеличивать время ведения обнаружения t_p . Однако в ряде случаев по условиям ведения обнаружения увеличение t_p может быть ограничено.

2. Поисковая антенна во время своей работы должна иметь как можно более широкую диаграмму направленности Θ_n [13]. Однако, при увеличении Θ_n закономерно происходит уменьшение коэффициента усиления антенны,

что уменьшает дальность обнаружения, разрешающую способность и точность пеленгования.

На основании представленных подходов была разработана структурная схема способов обнаружения БПЛА, представленная на рис. 3. Далее основное внимание будет уделено алгоритмам радио- и радиолокационного обнаружения.

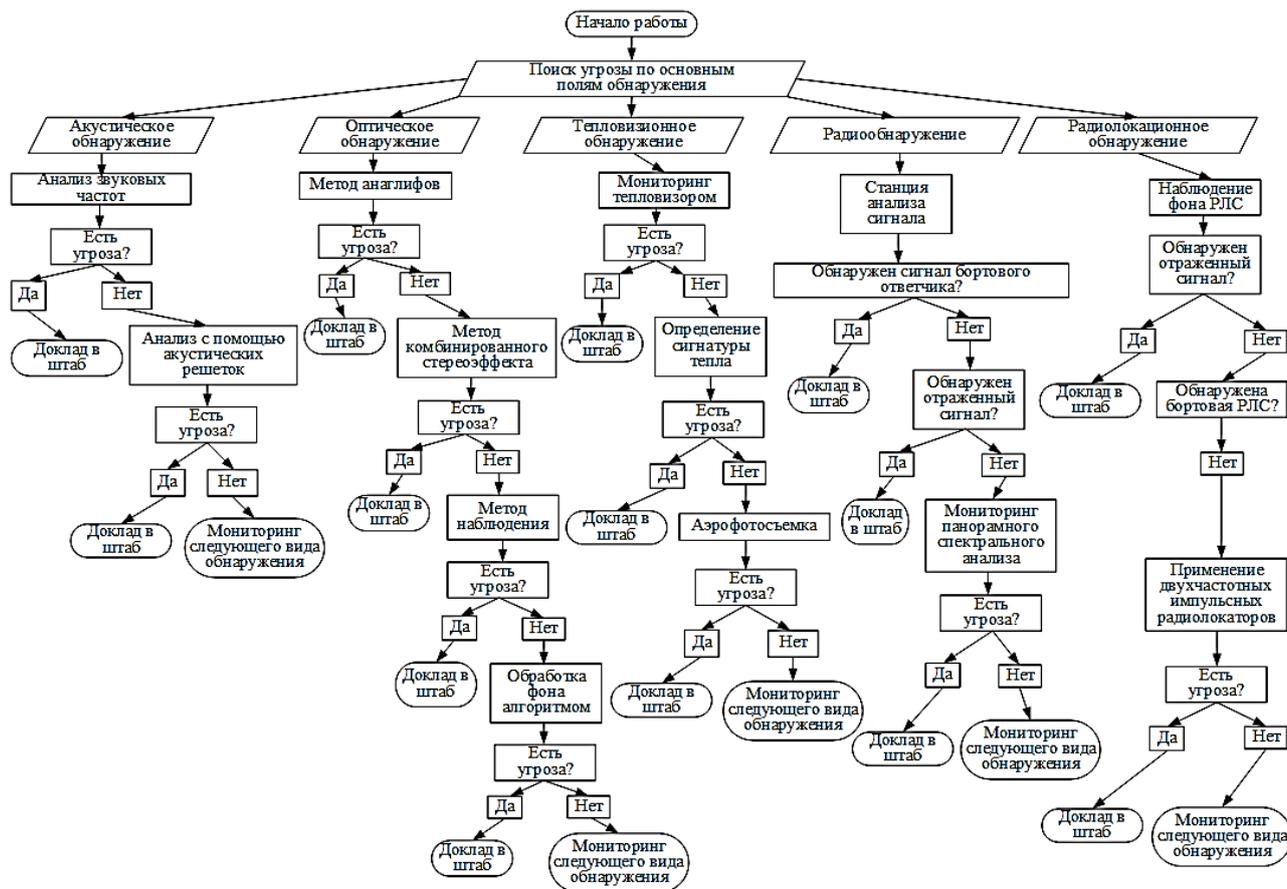


Рис. 3. Структурная схема способов обнаружения БПЛА

Структурная схема методики приема, обработки и распознавания радиосигналов

Структурная схема разработанной методики приема, обработки и распознавания радиосигналов представлена на рис. 4 и состоит из следующих основных этапов:

Этап 1. Производится прием радиосигналов с помощью многоканального радиоприемного устройства [14];

Этап 2. Для обработки массивов данных проводится аналого-цифровое преобразование сигналов с радиоприемного устройства.

Этап 3. Формируются массивы радиосигналов низкочастотных и высокочастотных каналов на базе быстрого преобразования Фурье

(БПФ). Первоначально радиосигнал собирается как набор данных во временной области, представляющий амплитуду сигнала в зависимости от времени. Далее этот временной сигнал подвергается дискретизации для создания массивов значений, представляющих измеренный сигнал через определенные промежутки времени.



Рис. 4. Структурная схема методики приема, обработки и распознавания радиосигналов

БПФ разбивает радиосигнал на составные синусоиды разной частоты и амплитуды, что позволяет преобразовать временной сигнал в частотную область. В результате формируется массив частот, где каждая точка массива представляет собой определенную частоту и амплитуду. БПФ разлагает сигнал на частотные компоненты:

$$xk = \sum_{n=0}^{N-1} xnW_N^{kn}, k = 0, 1, 2, \dots, N - 1, \quad (16)$$

где W_N^{kn} – комплексное значение [15];

Этап 4. Для фильтрации полезных радиосигналов от шумов или помех вычисляется адаптивный порог. В зависимости от условий, таких как уровень шума, количество каналов и наличие помех, адаптивный порог позволяет динамически подстраивать чувствительность приемника. Адаптивный порог можно вычислить по формуле:

$$\Delta_{пу} = 20 \log \left[\frac{f(q = P_2)}{f(q = P_1)} \right], \quad (17)$$

где P_1 – значение порога обнаружения радиосигнала на входе порогового устройства с интегральной функцией распределения $F_x(t, q)$ при заданном значении вероятности ложных тревог; q – отношение сигнал/шум на входе амплитудного детектора; P_2 – значение порога обнаружения радиосигнала на выходе устройства формирования адаптивного порога;

Этап 5. На данном этапе проводится поиск в массиве высокочастотного диапазона частот с уровнем превышающий адаптивный порог для удаления ложных тревог [16];

Этап 6. На данном шаге формируется банк данных частот, куда входят постоянно работающие средства связи;

Этап 7. С помощью этого шага проводится поиск частот, не включенных в банк данных частот постоянно работающих средств радиосвязи и радиолиний в высокочастотном диапазоне [14];

Этап 8. Происходит определение несущей частоты, направление пеленга, осуществление классификации БПЛА по высокочастотному диапазону;

Этап 9. На десятом шаге происходит поиск радиосигналов в низкочастотном диапазоне с помощью выявленной несущей частоты радиосигналов высокочастотного диапазона для определения классификации БПЛА.

Экспериментальное исследование предложенной методики

Для экспериментального исследования предложенной методики был выбран радиолокационный способ обнаружения БПЛА. Цель эксперимента заключалась в анализе эффективности разработанной методики по обнаружению присутствия БПЛА. Основные шаги и результаты проведенного эксперимента представлены ниже.

1. Анализ радиозфира

На первом этапе было проведено измерение фонового шума приёмника без наличия внешних сигналов. Это позволило установить

базовый уровень помех и отклонений, характерных для используемого оборудования. Радиолокационные системы начинают работу с анализа окружающего радиоэфира для выявления фоновых шумов и существующих сигналов. Это позволяет настроить систему для более точного обнаружения БПЛА. Частотный спектр фонового шума на экране панорамного радиоприемника представлен на рис. 5. С помощью спектрального анализа система идентифицирует сигналы, которые могут исходить от БПЛА.

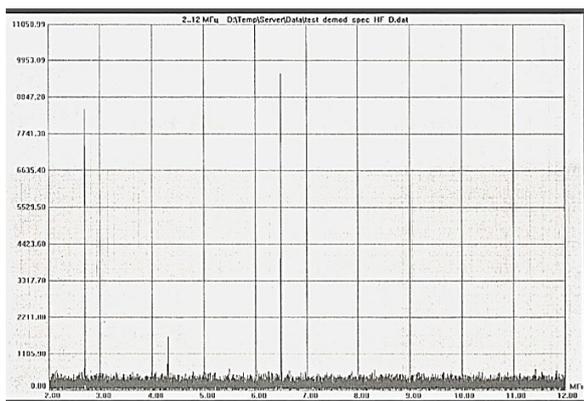


Рис. 5. Частотный спектр фонового шума на экране панорамного радиоприемника

2. Повышение порога обнаружения на приёмнике

Система вычисляет адаптивный порог обнаружения, основываясь на анализе фонового шума. Это помогает исключить ложные срабатывания и повысить точность работы. Повышение порога обнаружения на приёмнике необходимо для выделения слабых сигналов характерных для работы БПЛА. Повышение порога позволило значительно улучшить точность обнаружения. Частотный спектр после исключения сигналов не превышающих установленный порог обнаружения показан на рис. 6.

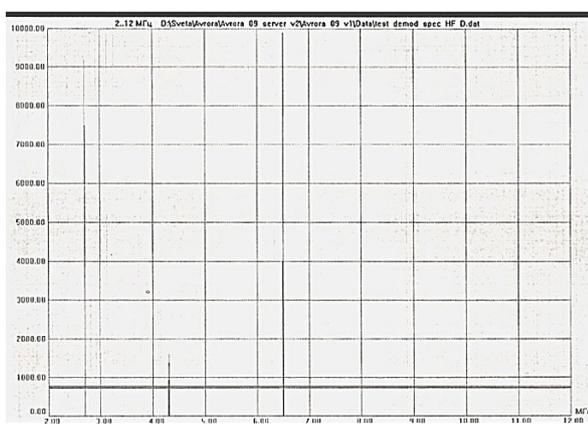


Рис. 6. Частотный спектр после исключения сигналов не превышающих установленный порог

3. Обнаружение работы БПЛА

На данном этапе был проведён эксперимент по имитации работы БПЛА. Для этого использовался генератор сигналов, настроенный на частоту 4,3 МГц, что соответствует частоте управления реального БПЛА Bayraktar. Панорамный обзор сигнала частотой 4,3 МГц, имитирующий работу БПЛА (точка соответствует частоте модуляции 6,8-7 кГц) представлен на рис. 7.

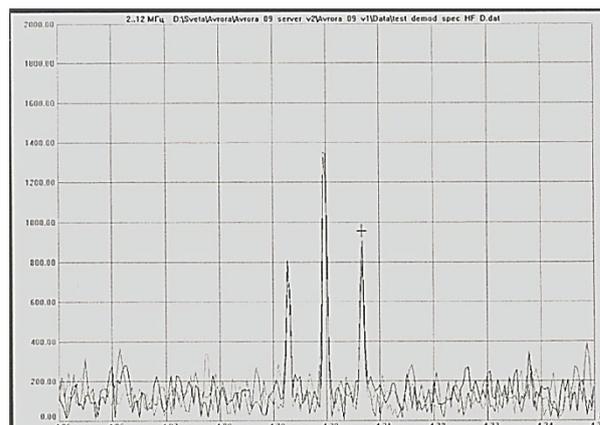


Рис. 7. Панорамный обзор сигнала частотой 4,3 МГц, имитирующий работу БПЛА

Заключение

При выполнении данной работы была поставлена задача разработки методики позволяющей автоматизировать процесс получения и обработки данных для обнаружения БПЛА и их последующей идентификации. Из основных существующих подходов к обнаружению БПЛА было выбрано радио- и радиолокационное обнаружение. Далее была разработана и приведена структурная схема методики приема, обработки и распознавания радиосигналов, позволяющая проводить обнаружение БПЛА. Затем было выполнено экспериментальное исследование предложенной методики, заключающееся в имитации нахождения в воздушном пространстве беспилотника, путем излучения характерных сигнатур. Последовательно выполнив шаги методики по анализу радиоэфира, адаптивной подстройке порога обнаружения, цифровой фильтрации был получен спектральный снимок характеризующий присутствие БПЛА. Последующая идентификация полученного сигнала по высокочастотному и низкочастотному диапазону позволила успешно определить тип беспилотного летательного аппарата.

Разработанная методика позволяет автоматизировать процесс получения и обработки

данных для задач обнаружения и последующего противодействия БПЛА. Применение данной методики позволяет повысить точность и эффективность обнаружения БПЛА в целях безопасности производственных объектов, инфраструктуры и гражданского населения.

Литература

1. Мантула А.Ю., Ромашенко М.А. Классификация типов БПЛА и возможных технических способов противодействия // Научная опора Воронежской области. 2024. С. 110-112.
2. Çetin E., Barrado C., Pastor E. Countering a Drone in a 3D Space: Analyzing Deep Reinforcement Learning Methods // Sensors. 2022. Vol. 22. No. 22. P. 8863.
3. Balachandran V., Sarath S. A novel approach to detect unmanned aerial vehicle using Pix2Pix generative adversarial network // 2022 second international conference on artificial intelligence and smart energy (ICAIS). IEEE, 2022. PP. 1368-1373.
4. Dewangan V., et al. Application of Image Processing Techniques for UAV Detection Using Deep Learning // Drones. 2023. Vol. 7. No. 3. P. 174.
5. A Motion-Aware Siamese Framework for UAV Tracking / L. Sun, J. Zhang, Z. Yang, B. Fan // Drones. 2023. Vol. 7. No. 3. P. 153.
6. Schaefer N., et al. Defense of Military Installations from UAV-Borne Attacks Using Deep Learning // 2023 Congress in Computer Science, Computer Engineering, & Applied Computing (CSCE). IEEE, 2023. PP. 266-273.
7. Ma W., et al. Cooperative Localization of UAV Swarm Based on Adaptive SA-PSO Algorithm // The Aeronautical Journal. 2023. Vol. 127. No. 1307. PP. 57–75.
8. DHS S&T. Counter-Unmanned Aircraft Systems (C-UAS) Program Overview, 2023. P. 87.
9. Magdi S. Mahmoud, Yuanqing Xia. Path planning in autonomous aerial vehicles, 2021. PP. 331-362.
10. Miled W., Akhloufi M. A., Ben Asker H. «Intelligent Systems and Pattern Recognition», 2024. P. 215.
11. Moynihan T. Countering Unmanned Aerial Systems: A Comprehensive Approach to Mitigating UAS Threats // Journal of Defense and Security Analysis. 2022. Vol. 34, No. 4. PP. 235–251.
12. Smith R.E., Johnson D.S. Advanced Detection Techniques for Unmanned Aerial Vehicles // International Journal of Security Studies. 2021. Vol. 18, No. 2. PP. 144-159.
13. Taylor M. E., Stone P. Transfer Learning for Reinforcement Learning Domains: A Survey // Journal of Machine Learning Research. 2009. Vol. 10. No. 7. PP. 1633-1685.
14. Chen C., et al. YOLO-Based UAV Detection Technology: A review of the research and its applications // Drones. 2023. Vol. 7. No. 3. P. 190
15. Yang R., Wang K., Yang L. Improved YOLOv5 Algorithm for UAV Detection in Indoor Spaces // Applied Sciences. 2024. Vol. 14. No. 1. P. 200.
16. Zhengyu Zhu, Xingwang Li. In Intelligent Sensing and Communications for Internet of Everything, 2022. P. 345.

Поступила 25.09.2024; принята к публикации 18.11.2024

Информация об авторах

Ромашенко Михаил Александрович – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: kivr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5629-6056>

Мантула Алексей Юрьевич – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: kivr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1045-0841>

METHODS OF RECEIVING, PROCESSING AND RECOGNIZING RADIO SIGNALS IN THE TASKS OF DETECTING UNMANNED AERIAL VEHICLES

M.A. Romashchenko, A.Yu. Mantula

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: one of the options for detecting the operation of an unmanned aerial system is considered for the purpose of its subsequent identification and determining the legality of the presence of an unmanned aerial vehicle (UAV) in the airspace. The problem is formulated that justifies the need for rapid and timely counteraction to illegal activities of unmanned aerial systems for the purpose of safety of industrial facilities, infrastructure and civilians. The task is to develop a methodology that allows automating the process of obtaining and processing data for detecting UAV and their subsequent identification. A review of the main existing approaches to detecting UAVs is conducted, among which radio and radar detection are considered separately. A structural diagram of the method for receiving, processing and recognizing radio signals is described and provided, allowing for the detection of UAV. An experimental study of the proposed method is conducted, consisting in simulating the presence of a drone in the airspace by emitting characteristic signatures. Having consistently performed the steps of the methodology for analyzing the radioether, adaptive adjustment of the detection threshold, digital filtering, a spectral image was obtained characterizing the presence of the UAV. Subsequent identification of the received signal by the high-frequency and low-frequency range allowed us to successfully determine the type of UAV

Key words: unmanned aircraft system, unmanned aerial vehicle, radio detection, radar

Acknowledgments: the research was supported by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (project no. FZGM-2024-0006)

References

1. Mantula A.Yu., Romashchenko M.A. “Classification of UAV types and possible technical methods of counteraction”, *Scientific Support of Voronezh Oblast (Nauchnaya opora Voronezhskoy oblasti)*, 2024, pp. 110-112.
2. Çetin E., Barrado, C., Pastor E. “Countering a Drone in a 3D Space: Analyzing Deep Reinforcement Learning Methods”, *Sensors*, 2022, vol. 22, no. 22, p. 8863.
3. Balachandran V., Sarath S. “A Novel Approach to Detect UAVs Using Pix2Pix GAN”, *Sensors*, 2022.
4. Dewangan V., et al. “Application of Image Processing Techniques for UAV Detection Using Deep Learning”, *Drones*, 2023, vol. 7, no. 3, p. 174.
5. Sun L., Zhang J., Yang Z., Fan B. “A Motion-Aware Siamese Framework for UAV Tracking”, *Drones*, 2023, vol. 7, no. 3, p. 153.
6. Schaefer N., et al. “Defense of Military Installations from UAV-Borne Attacks Using Deep Learning”, *Congress in Computer Science, Computer Engineering, & Applied Computing (CSCE) IEEE*, 2023, pp. 266-273.
7. Ma W., et al. “Cooperative Localization of UAV Swarm Based on Adaptive SA-PSO Algorithm”, *The Aeronautical Journal*, 2023, vol. 127, pp. 57–64.
8. DHS S&T, “Counter-Unmanned Aircraft Systems (C-UAS) Program Overview”, 2023.
9. Magdi S. Mahmoud, Yuanqing X. “Path planning in autonomous aerial vehicles”, 2021, pp. 331-362.
10. Miled W., Akhloufi M.A., Ben Asker H. “Intelligent Systems and Pattern Recognition”, 2024, p. 215.
11. Moynihan T. “Countering Unmanned Aerial Systems: A Comprehensive Approach to Mitigating UAS Threats”, *Journal of Defense and Security Analysis*, 2022, vol. 34, no. 4, pp. 235–251.
12. Smith R.E., Johnson D.S. “Advanced Detection Techniques for Unmanned Aerial Vehicles”, *International Journal of Security Studies*, 2021, vol. 18, no. 2, pp. 144–159.
13. Taylor M. E., Stone P. “Transfer Learning for Reinforcement Learning Domains”, *Journal of Machine Learning Research*, 2023, vol. 10, no. 7, pp. 1633–1685.
14. Vedanshu D., et al. «YOLO-Based UAV Detection Technology», «Drones», 2023.
15. Yang R., Wang K., Yang L. “Improved YOLOv5 Algorithm for UAV Detection in Indoor Spaces”, *Applied Sciences*, 2024, vol. 14, no. 1, p. 200.
16. Zhengyu Zh., Xingwang L. “Intelligent Sensing and Communications for Internet of Everything”, 2022, p. 345.

Submitted 25.09.2024; revised 18.11.2024

Information about the authors

Mikhail A. Romashchenko – Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: kivr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5629-6056>
Alexey Yu. Mantula – Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: kivr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1045-0841>

УСТАНОВЛЕНИЕ ОБЛАСТИ ДОПУСТИМЫХ ЗНАЧЕНИЙ СРЕДНЕГО РАДИУСА И ЧИСЛА ЗУБЬЕВ ОХВАТЫВАЮЩЕЙ ФРЕЗЫ С КОНСТРУКТИВНОЙ РАДИАЛЬНОЙ ПОДАЧЕЙ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ ТРЕБУЕМУЮ ПОГРЕШНОСТЬ ФОРМООБРАЗОВАНИЯ РК-ПРОФИЛЬНЫХ ВАЛОВ

Ю.А. Мальнева, В.В. Куц, А.Н. Кальченко, Т.А. Толмачева

Юго-Западный государственный университет, г. Курск, Россия

Аннотация: рассматривается установление области допустимых значений среднего радиуса и числа зубьев охватывающей фрезы с конструктивной радиальной подачей, обеспечивающих требуемую погрешность формообразования РК-профильных валов, а именно исследование влияния на погрешность формообразования РК-профильных валов конструктивных параметров охватывающей фрезы с радиальной конструктивной подачей. Описывается предложенный способ формообразования РК-профильных валов с применением охватывающей фрезы с конструктивной подачей, приводится уравнение профиля производящей поверхности фрезы, обеспечивающей выполнение всех условий формообразования. Получены значения и установлена зависимость для минимального среднего радиуса профиля охватывающей фрезы, обеспечивающего выполнение условий формообразования. Показано несоответствие угловых положений зубьев фрезы заданных параметрическими углами их фактическому (геометрическому) угловому положению. Предложен способ расчёта величины параметрического угла положения зубьев охватывающей фрезы через величины их фактического (требуемого) углового положения. Выполнено исследование и установлено регрессионное уравнение, описывающее влияние на погрешность формообразования среднего радиуса охватывающей фрезы и числа зубьев при их равномерном расположении. Использование данного уравнения позволило установить области допустимых значений конструктивных параметров проектируемых фрез обеспечивающих требуемую точность формообразования

Ключевые слова: охватывающая фреза, РК-профильный вал, погрешность, формообразование, конструктивная радиальная подача

Благодарности: работа выполнена в рамках ФГБОУ ВО «Юго-Западный государственный университет» проекта «Приоритет 2030»

Введение

Как отмечалось во многих работах, посвящённых исследованиям как самих РК-профильных соединений [1-6], так и технологиям и способам изготовления валов [7-11] и втулок [12-16], образующих эти соединения, данные соединения имеют ряд эксплуатационных и технологических преимуществ — выше долговечность, меньше шумность при работе, меньшая металлоёмкость при сопоставимом передаваемом крутящем моменте и более высокий КПД по сравнению со шлицевыми и шпоночными соединениями.

Применительно к изготовлению валов, с целью повышения точности обработки, в работах [17, 18] был предложен способ обработки, основанный на использовании охватывающей фрезы с конструктивной радиальной подачей. На рис. 1 показана схема обработки в соответствии с этим способом, где фреза и обрабатываемый вал имеют соосное расположение и их взаимное

вращение является кинематически связанным, частота вращения фрезы кратно (в соответствии с количеством граней у обрабатываемого профиля) больше частоты вращения вала.

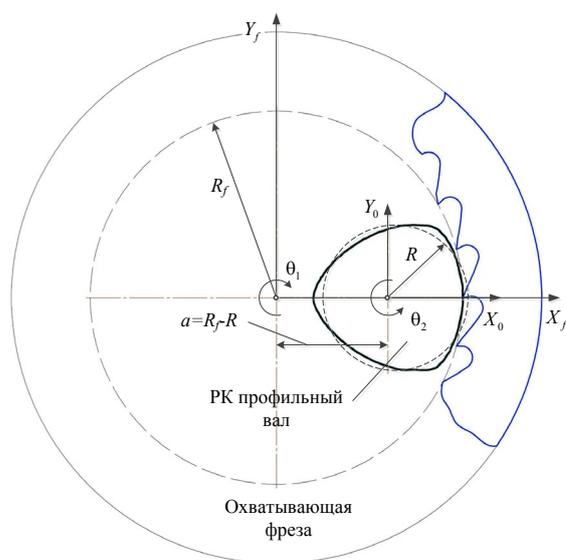


Рис. 1. Схема формообразования РК-профильного вала охватывающей фрезой с конструктивной радиальной подачей

Таким образом, за один оборот фрезы осуществляется формообразование одного участка вала профиля вала. Производящая поверхность такой фрезы имеет профиль, обеспечивающий выполнение всех условий формообразования [19], и описывается следующим уравнением

$$\bar{r}_f(\theta) = \frac{1}{a} \begin{bmatrix} x(\theta) \\ y(\theta) \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где θ — параметрический угол в уравнении обрабатываемого РК-профильного вала;

a — межосевое расстояние между фрезой и валом (рис. 1)

$$a = R_f - R, \quad (2)$$

где R_f — средний радиус профиля производящей поверхности фрезы;

R — средний радиус обрабатываемого РК-профильного вала;

$x(\theta)$ и $y(\theta)$ — координаты профиля производящей поверхности фрезы, описываемые уравнениями

$$x(\theta) = cN \left(a^2 - S \cdot D \csc(\theta) - N(N+1)(e \cdot \sin(N \cdot \theta))^2 \right) + sN \cdot e \cdot \sin(N \cdot \theta) \left(S(N+1) - D \cdot N \csc(\theta) \right) \quad (3)$$

$$y(\theta) = cN \left(a^2 - S \cdot D \csc(\theta) - N(N+1)(e \cdot \sin(N \cdot \theta))^2 \right) - sN \cdot e \cdot \sin(N \cdot \theta) \left(S(N+1) - D \cdot N \csc(\theta) \right) \quad (4)$$

где N — количество граней обрабатываемого РК-профильного вала;

e — эксцентриситет вала.

$$S = e \cdot \sin(N \cdot \theta) - R; \quad (5)$$

$$cN = N \cdot \cos \left(\arctan \left(\frac{E - D}{U + D \cos(\theta)} \right) \right); \quad (6)$$

$$sN = N \cdot \sin \left(\arctan \left(\frac{E - D}{U + D \cos(\theta)} \right) \right); \quad (7)$$

$$D = \sqrt{(a^2 - T^2) \sin^2(\theta)}; \quad (8)$$

$$T = (N+1)e \cdot \sin(N \cdot \theta); \quad (9)$$

$$E = (N+1)e \cdot \cos(\theta) \sin(N \cdot \theta); \quad (10)$$

$$U = (N+1)e \cdot \sin(\theta) \sin(N \cdot \theta) \quad (11)$$

Данное уравнение профиля производящей поверхности фрезы было получено путем выявления связи огибания между углом поворота фрезы и параметрическим углом, входящим в уравнение обрабатываемого профиля.

Результаты исследования области допустимых значений среднего радиуса и числа зубьев охватываемой фрезы с конструктивной подачи

Исследование уравнения профиля производящей поверхности позволило установить для профилей обрабатываемого вала заданного размера существование минимального среднего радиуса фрезы ($R_{f \min}$), при котором возможно формообразование данного профиля, что обусловлено закрытой схемой обработки. На рис. 2 показана область допустимых значений среднего радиуса охватываемой фрезы, которая расположена выше линии, являющейся нижней границей размера.

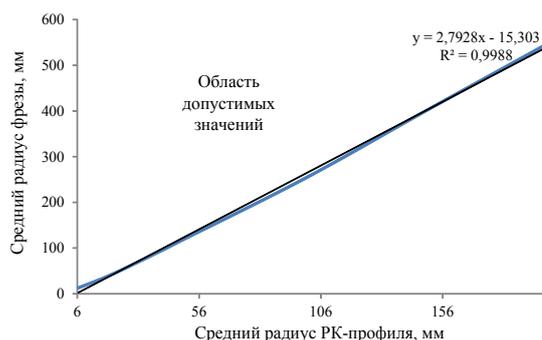


Рис. 2. Область допустимых значений среднего радиуса фрезы

Для удобства использования данная кривая может быть описана уравнением

$$R_{f \min}(R) = 2,7928R - 15,303, \text{ мм}, \quad (12)$$

которому соответствует коэффициент детерминации равный 0,9988.

При расчёте величины погрешности формообразования в работе использовались методики расчета, аналогичные приведённым в работах [9-11, 18], где для этого задавались угловые положения, через заданный шаг, определяющие положение режущих зубьев по диаметру фрезы. Основным недостатком методик, описанных в этих работах, являлось то, что для этого использовался параметрический угол θ , входящий в уравнение (1), который, в силу того, что профиль производящей поверхности отличается от ок-

ружности, не соответствует фактическому (геометрическому) углу точки профиля (рис. 3).

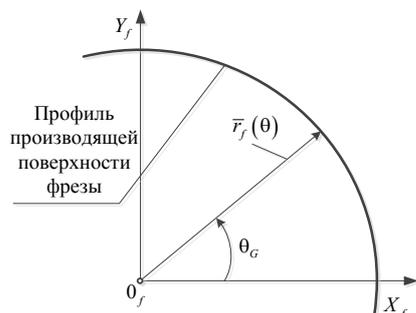


Рис. 3. Соответствие параметрического и фактического (геометрического) угла

Неучёт этого приводит к тому, что фактическое положение зубьев не будет соответствовать заданному. На рис. 4 показаны графики изменения параметрического угла и фактических углов, рассчитанных для фрез со средними радиусами равными 100, 200 и 300 мм при обработке РК-профильного вала с $R=40$ мм и $e=3,4$ мм.

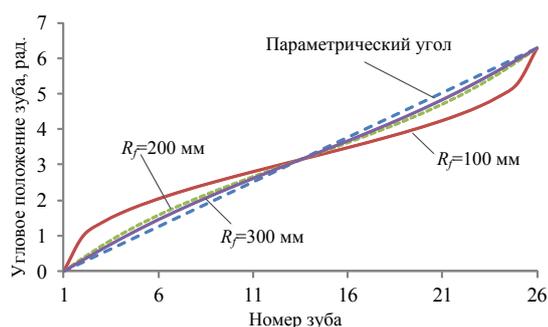


Рис. 4. Соответствие параметрического и фактического углов положения зубьев фрезы

Из графиков видно, что при наименьших значениях среднего радиуса фрезы расхождение между параметрическим углом и фактическим будет наибольшим, что требует необходимости расчета параметрического угла по заданному фактическому и подстановки этого значения в уравнение (1). Данный расчет можно выполнить на основе решения уравнения относительно параметра θ

$$\frac{\bar{i}_f \cdot \bar{r}_f(\theta)}{\cos(\theta_G)} = \frac{\bar{j}_f \cdot \bar{r}_f(\theta)}{\sin(\theta_G)}, \quad (13)$$

где θ_G – геометрический угол.

Представляя решение уравнения (13) как функцию $\theta = f(\theta_G)$ уравнение (1) представим, как

$$\bar{r}_f(\theta_G) = \bar{r}_f(f(\theta_G)). \quad (14)$$

С помощью разработанного программного обеспечения был выполнен расчёт погрешности формообразования с учётом выражения (14) и ограничения на минимальный средний диаметр фрезы (12) для РК-профильных валов с размерами среднего радиуса от 6,5 до 100 мм. На рис. 5, а показан график изменения погрешности формообразования при обработке РК-профильного вала с $R=40$ мм и $e=3,4$ мм охватываемой фрезой имеющей средний радиус профиля $R_f=150$ мм и числом зубьев равным 50 при их равномерном (с одинаковым угловым шагом) расположении.

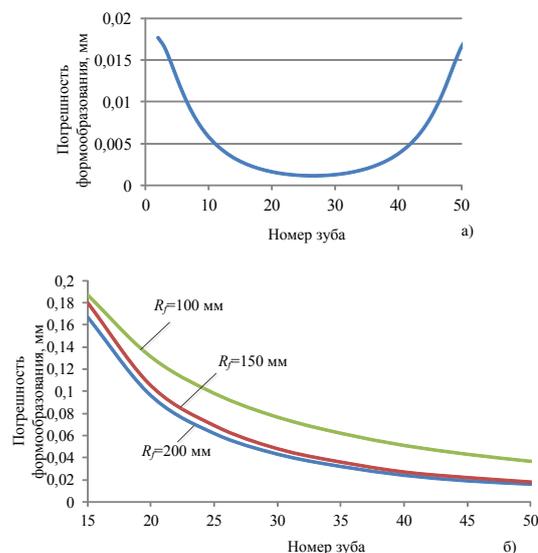


Рис. 5. Изменение величины погрешности формообразования: а) формируемой различными зубьями фрезы; б) формируемые первым зубом фрез для различных средних радиусов фрез

При равномерном расположении зубьев фрез погрешность формообразования будет не одинакова, что является следствием не постоянства кривизна профиля обрабатываемого вала и фрезы, она принимает наибольшие значения для первого зуба фрезы (это соответствует впадине на РК профиле), поэтому оценку влияния параметров фрезы на величину погрешности формообразования целесообразно выполнять именно для первого зуба.

Представленные на рис. 5, б графики отражают влияние на погрешность формообразования конструктивных параметров охватывающих фрез, в частности то, что увеличение числа зубьев и среднего радиуса охватываемой фрезы позволяют снизить погрешность формообразования.

Обработка полученных результатов позволила построить уравнение регрессии (с рассчитанным коэффициентом детерминации 0,982)

погрешности формообразования (Δ) для различных размеров среднего радиуса РК-профиля, среднего радиуса профиля охватывающей фрезы и числа зубьев, при условии их равномерного распределения по диаметру фрезы

$$\Delta = 621,018 \frac{R^{1,576}}{R_f^{0,422} Z^{1,808}}, \text{ мкм.} \quad (15)$$

Полученная зависимость (15) позволят установить области значений конструктивных параметров охватывающей фрезы обеспечивающих, для заданных размеров РК-профильного вала, требуемое значение наибольшей величины погрешности формообразования

$$\Delta \leq \Delta_n, \quad (16)$$

где Δ_n — требуемое значение погрешности формообразования.

В табл. 1 представлены результаты расчёта числа зубьев охватывающих фрез, при равномерном их распределении по диаметру разного размера, для РК-профильных валов с величиной среднего радиуса 6,5, 20, 40 и 100 мм.

Таблица 1
Минимально достаточное количество зубьев фрезы для выполнения условий формообразования

R_f , мм	ГТ8	ГТ9	ГТ10	ГТ11	ГТ12
$R=6,5$, мм					
25	28	22	17	13	10
50	24	18	14	11	9
100	20	16	12	10	7
$R=20$, мм					
50	49	38	30	23	18
100	42	32	25	20	15
150	38	30	23	18	14
200	36	28	22	17	13
$R=40$, мм					
100	70	54	42	32	25
150	63	49	38	29	23
200	59	46	35	28	22
$R=100$, мм					
300	93	72	56	44	33
400	87	67	52	41	31

Подставленные в табл. 1 числа зубьев являются минимально достаточными для выполнения условия (16).

Выводы

По результатам проведённого исследования можно сделать следующие выводы:

1) Исследование уравнения профиля производящей поверхности охватывающей фрезы позволило установить минимальные значения

среднего радиуса фрез, при которых обеспечиваются условия формообразования РК-профильных валов заданного размера. Обработка полученных значений позволила установить регрессионное уравнение для минимального среднего радиуса профиля охватывающей фрезы.

2) Установлено несоответствие угловых положений зубьев фрезы заданных параметрическими углами их фактическому (геометрическому) угловому положению. Неучёт этого приводит к появлению систематической погрешности расчётов конструктивных параметров охватывающей фрезы обеспечивающих решение проектной задачи. Авторами был предложен способ расчёта величины параметрического угла положения зубьев охватывающей фрезы через величины их фактического (требуемого) углового положения.

3) Выполненное на основе компьютерного моделирования исследование влияния на погрешность формообразования среднего радиуса охватывающей фрезы и числа зубьев при их равномерном расположении позволило установить соответствующее регрессионное уравнение. Использование данного уравнения позволило установить области допустимых значений конструктивных параметров проектируемых фрез обеспечивающих требуемую точность формообразования.

Литература

1. Чарнко Д.В., Тимченко А.И. Профильные соединения валов и втулок в машиностроении // Вестник машиностроения. 1981. № 1. С. 33.
2. Рожкова Е.А. Математическое моделирование деталей РК-3 профильного соединения с натягом // Транспортная инфраструктура Сибирского региона. 2017. Т. 1. С. 427-431.
3. Полторацкий С.Г. Гранные отверстия в профильных моментопередающих соединениях // Материалы, оборудование и ресурсосберегающие технологии: материалы Междунар. науч.-техн. конф. Могилев: Белорусско-Российский университет, 2021. С. 66-67.
4. Рожкова Е.А. Теория и методы проектирования профильных неподвижных неразборных соединений с равноосным контуром с натягом : специальность 05.02.02 «Машиноведение, системы приводов и детали машин» : дис. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук / Рожкова Елена Александровна. Чита, 2014. 182 с.
5. Рожкова Е.А. Выбор конструктивных параметров РК-3 профильных соединений для различных условий эксплуатации // Системы. Методы. Технологии. 2014. № 1(21). С. 45-50.
6. Ziaei M. Bending and Torsional Stress Factors in Hypotrochoidal H-Profiled Shafts Standardised According to DIN 3689-1 // MDPI and ACS Style. Eng 2023. 4. Pp. 829-842.
7. Тимченко А.И. Процессы формообразования профильных поверхностей изделий с равноосным контуром: специальность 05.02.08 «Технология машиностроения»: автореф. дис. ... д-ра техн. наук / Тимченко Александр Иванович. Москва, 1993. 41 с.

8. Шитиков А.Н. Обеспечение качества изготовления РК-профильных валов методом фасонного фрезерования: монография. Курск: ЗАО «Университетская книга», 2015. 126 с.

9. Куц В.В., Пономарев В.В. Метод определения положения зубьев сборной дисковой фрезы с конструктивной радиальной подачей // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2017. Т. 13. № 6. С. 81-85.

10. Пономарев В.В. Разработка методики проектирования фрез-протяжек для обработки РК-профильных валов: дис. ... канд. техн. наук / Пономарев Василий Владимирович, 2023. 115 с.

11. Куц В.В., Максименко Ю.А. Структурный синтез специализированных металлорежущих систем для обработки РК-профильных валов // Известия Юго-Западного государственного университета. 2012. № 6 (45). С. 065-070.

12. Лапин С.Н. Авторское свидетельство № 1668118 А1 СССР, МПК В24В 33/08. Хон для обработки отверстий с равноосным контуром: № 4642928: заявл. 27.01.1989: опубл. 07.08.1991 / С.Н. Лапин, А.И. Тимченко; заявитель Московский Станкоинструментальный Институт.

13. Тимченко А.И., Лапин С.Н., Шухарев Е.А. Фрезерование РК-профильных отверстий на станках с числовым программным управлением // Вестник машиностроения. 1990. № 6. С. 37.

14. Тимченко А.И., Шухарев Е.А. Особенности управления некоторыми показателями качества протяжек

для обработки РК-профильных отверстий // Вестник машиностроения. 1991. № 1. С. 62.

15. Метод определения положения зубьев фрезы с конструктивной радиальной подачей для обработки РК-профильных отверстий / В.В. Куц, М.В. Митрофанов, Ю.А. Мальнева, О.Н. Кириллов // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т. 18. № 4. С. 115-121.

16. Куц В.В., Разумов М.С., Митрофанов М.В. Моделирование фрезы с радиальной конструктивной подачей для обработки РК-профильных отверстий // Известия Юго-Западного государственного университета. 2019. Т. 23. № 5. С. 82-93.

17. Моделирование производящих поверхностей охватывающих фрез с конструктивной радиальной подачей для обработки валов с равноосным контуром / В.В. Куц, М.А. Сидорова, М.С. Разумов, Ю.А. Мальнева // Вестник Брянского государственного технического университета. 2016. № 4(52). С. 146-150.

18. Определение положения зубьев охватывающей фрезы с радиальной конструктивной подачей для обработки РК-профильных валов / А.В. Исаев, В.В. Куц, М.С. Разумов и др. // Вестник МГТУ «Станкин». 2018. № 3(46). С. 112-115.

19. Лашнев С.И., Борисов А.Н., Емельянов С.Г. Геометрическая теория формирования поверхностей режущими инструментами // Курск: Курский государственный технический университет, 1997. 391 с.

Поступила 21.10.2024; принята к публикации 21.11.2024

Информация об авторах

Мальнева Юлия Андреевна – канд. техн. наук, доцент, зав. кафедрой дизайна и индустрии моды, Юго-Западный государственный университет (305040, Россия, г. Курск, ул. 50 лет Октября, 94), e-mail: yuliyamaximencko2010@yandex.ru

Куц Вадим Васильевич – д-р техн. наук, профессор кафедры машиностроительных технологий и оборудования, Юго-Западный государственный университет (305040, Россия, г. Курск, ул. 50 лет Октября, 94), e-mail: kuc-vadim@yandex.ru

Кальченко Андрей Николаевич – преподаватель кафедры машиностроительных технологий и оборудования, Юго-Западный государственный университет (305040, Россия, г. Курск, ул. 50 лет Октября, 94), e-mail: kalchenko79@mail.ru

Толмачева Татьяна Александровна – канд. техн. наук, доцент, старший преподаватель кафедры дизайна и индустрии моды, Юго-Западный государственный университет (305040, Россия, г. Курск, ул. 50 лет Октября, 94), e-mail: tolmacheva-ta@mail.ru

SETTING THE RANGE OF ACCEPTABLE VALUES OF THE AVERAGE THE RADIUS AND NUMBER OF TEETH OF THE ENCLOSING MILLING CUTTER WITH A CONSTRUCTIVE RADIAL FEED PROVIDING THE REQUIRED ERROR FOR THE FORMATION OF THE RC PROFILE SHAFTS

Yu.A. Malyneva, V.V. Kutz, A.N. Kalchenko, T.A. Tolmacheva

Southwest State University, Kursk, Russia

Annotation: the establishment of the range of permissible values of the average radius and the number of teeth of the enclosing milling cutter with a constructive radial feed is considered, providing the required error in the shaping of RC-profile shafts, namely, the study of the effect on the error in the shaping of RC-profile shafts of the structural parameters of the enclosing milling cutter with a radial constructive feed. The proposed method of forming RC profile shafts using a covering milling cutter with a constructive feed is described, the equation of the profile of the producing surface of the milling cutter is given, ensuring the fulfillment of all shaping conditions. The values were obtained and the dependence was established for the minimum average radius of the profile of the enclosing cutter, which ensures the fulfillment of the shaping conditions. The discrepancy between the angular positions of the milling cutter teeth given by the parametric angles to their actual (geometric) angular position is shown. A method is proposed for calculating the value of the parametric angle of the teeth of the enclosing cutter through the values of their actual (required) angular position. A study has been performed and a regression equation has been established describing the effect on the shaping error of the average radius of the enclosing mill and the number of teeth with their uniform arrangement. The use of this equation made it possible to establish the areas of acceptable values of the design parameters of the designed cutters that ensure the required accuracy of shaping

Key words: encompassing milling cutter, RC-profile shaft, error, shaping, constructive radial feed

Acknowledgments: the research was carried out as part of the “Priority 2030” project (Southwest State University)

References

1. Charnko D.V., Timchenko A.I. "Profile joints of shafts and bushings in mechanical engineering", *The Bulletin of Mechanical Engineering (Vestnik mashinostroyeniya)*, 1981, no. 1, p. 33.
2. Rozhkova E.A. "Mathematical modeling of RC-3 profile connection parts with tension", *Transport infrastructure of the Siberian region (Transportnaya infrastruktura Sibirskogo regiona)*, 2017, vol. 1, pp. 427-431.
3. Poltoratsky S.G. "Faceted holes in profile torque-transmitting connections", *Materials, equipment and resource-saving technologies (Materialy, oborudovaniye i resursosberegayushchiye tekhnologii)*, Materials of the International Scientific and Technical Conference, Mogilev, April 22-23, 2021. Mogilev, Interstate Educational Institution of Higher Education Belarusian-Russian University of Education, 2021, pp. 66-67.
4. Rozhkova E.A. "Theory and methods of designing profile fixed non-detachable joints with an equiaxed contour with tension" ("Teoriya i metody proyektirovaniya profil'nykh nepodvizh-nykh nerazbornykh soyedineniy s ravnoosnym konturom s natyagom"), diss. for the degree of Cand. Sc. (Technical), specialty 05.02.02 "Machine science, drive systems and machine parts", Chita, 2014, 182 p.
5. Rozhkova E.A. "The choice of design parameters of RC-3 profile connections for various operating conditions", *Systems. Methods. Technologies (Sistemy. Metody. Tekhnologii)*, 2014, no. 1(21), pp. 45-50.
6. Ziaei M. "Bending and Torsional Stress Factors in Hypotrochoidal H-Profiled Shafts Standardised According to DIN 3689-1", *MDPI and ACS Style. Eng* 2023, 4, pp. 829-842.
7. Timchenko A.I. "The processes of shaping the profile surfaces of products with an axial contour" ("Protsessy formoobrazovaniya profil'nykh poverkhnostey izdeliy s ravnoosnym konturom"), abstract of the diss. for the degree of Dr. Sc. (Technical), specialty 05.02.08 "Technology of mechanical engineering", Moscow, 1993, 41 p.
8. Shitikov A.N. "Ensuring the quality of manufacturing of RC profile shafts by the method of phase milling: Monograph" ("Obespecheniye kachestva izgotovleniya RK-profil'nykh va-lov metodom fasonnogo frezerovaniya: monogr."), Kursk, Universitetskaya kniga, 2015, 126 p.
9. Kutz V.V., Ponomarev V.V. "Method for determining the position of the teeth of a prefabricated disc cutter with a constructive radial feed", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2017, vol. 13, no. 6, pp. 81-85.
10. Ponomarev V.V. "Development of a methodology for designing milling cutters for processing RC profile shafts" ("Razrabotka metodiki proyektirovaniya frez-protyazhek dlya obrabotki RK-profil'nykh valov"), diss. for the degree of Cand. Sc. (Technical), 2023, 115 p.
11. Kutz V.V., Maksimenko Yu.A. "Structural synthesis of specialized metal-cutting systems for the processing of RC profile shafts", *Proceedings of the Southwest State University (Izvestiya Yugo-Zapadnogo gosudarstvennogo universiteta)*, 2012, no. 6(45), pp. 065-070.
12. Lapin S.N., Timchenko A.I. "Hon for processing holes with an equiaxed contour" ("Khon dlya obrabotki otverstiy s ravnoosnym konturom"), copyright certificate no. 1668118 A1 USSR, IPC B24B 33/08, no. 4642928, appl. 01.27.1989, publ. 08.07.1991, applicant Moscow Machine Tool Institute.
13. Timchenko A.I., Lapin S.N., Shukharev E.A. "Milling of RC profile holes on machines with numerical control", *The Bulletin of mechanical engineering (Vestnik mashinostroyeniya)*, 1990, no. 6, p. 37.
14. Timchenko A.I., Shukharev E.A. "Features of managing some quality indicators of broaches for processing RC-profile holes", *The Bulletin of mechanical engineering (Vestnik mashinostroyeniya)*, 1991, no. 1, p. 62.
15. Kutz V.V., Mitrofanov M.V., Malyneva Yu.A., Kirillov O.N. "Method for determining the position of the teeth of a milling cutter with a constructive radial feed for processing RC-profile holes", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2022, vol. 18, no. 4, pp. 115-121.
16. Kutz V.V., Razumov M.S., Mitrofanov M.V. "Modeling of a milling cutter with a radial constructive feed for processing RC-profile holes", *Proceedings of the Southwest State University (Izvestiya Yugo-Zapadnogo gosudarstvennogo universiteta)*, 2019, vol. 23, no. 5, pp. 82-93.
17. Kutz V.V., Sidorova M.A., Razumov M.S., Malyneva Yu.A. "Modeling of the producing surfaces of enclosing cutters with a constructive radial feed for processing shafts with an equiaxial contour", *The Bulletin of Bryansk State Technical University (Vestnik Bryanskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2016, no. 4(52), pp. 146-150.
18. Isaev A.V., Kutz V.V., Razumov M.S. et al. "Determination of the position of the teeth of the enclosing milling cutter with radial structural feed for processing RC profile shafts", *The Bulletin of MGTU "Stankin" (Vestnik MGTU "Stankin")*, 2018, no. 3(46), pp. 112-115.
19. Lashnev S.I., Borisov A.N., Yemelyanov S.G. "Geometric theory of surface formation by cutting tools" ("Geometricheskaya teoriya formirovaniya poverkhnostey rezhushchimi instrumentami"), Kursk, Kurskiy gosudarstvennyy tekhnicheskii universitet, 1997, 391 p.

Submitted 21.10.2024; revised 21.11.2024

Information about the authors

- Yulia A. Malyneva** – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Head of the Department of Design and Fashion Industry, Southwest State University (94 50 let Oktyabrya str., Kursk 305040, Russia), e-mail: yuliyamaximencko2010@yandex.ru
- Vadim V. Kuts** – Dr. Sc. (Technical), Professor, Department of Mechanical Engineering Technologies and Equipment, Southwest State University (94 50 let Oktyabrya str., Kursk 305040, Russia), e-mail: kuc-vadim@yandex.ru
- Andrey N. Kalchenko** – Lecturer, Department of Mechanical Engineering Technologies and Equipment, Southwest State University (94 50 let Oktyabrya str., Kursk 305040, Russia), e-mail: kalchenko79@mail.ru
- Tatyana A. Tolmacheva** – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Senior Lecturer, Department of Design and Fashion Industry, Southwest State University (94 50 let Oktyabrya str., Kursk 305040, Russia), e-mail: tolmacheva-ta@mail.ru

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СИСТЕМЫ РАЗВАРКИ КОНТАКТОВ В СЛУЧАЕ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

С.В. Долженков¹, А.В. Звягинцева¹, Т.Г. Меньшикова²

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²Воронежский государственный университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: приведено исследование процесса ультразвуковой микросварки проводников методом «клин – клин». Приведена методика исследования микросоединения проволоки с контактными площадками кристалла и внешними выводами. Было проведено определенное сравнение прочности соединений, сформированных при использовании двух различных мощностей (на траверсе и на кристалле). Установлены параметры, при которых зафиксирована максимальная прочность микросварных соединений на разных уровнях мощности ультразвуковой сварки при стандартной частоте ультразвуковых колебаний. Использован метод ультразвуковой сварки только «клин-клином». Ультразвуковая сварка методом клин-клин Au или Al проволокой - передовая технология сварки, обеспечивающая прочные соединения. Она применяется для сварки различных материалов, включая металлы, пластмассы и композиты. Этот метод обладает высокой скоростью сварки и исключает необходимость в клеевых соединениях. Тестирование на отрыв гарантирует надежность и соответствие стандартам сварных соединений. Определено, какое влияние имеет мощность УЗС на прочностные характеристики сварных соединений. Реализована оценка качества сварных швов в 3-х режимах: с увеличенным, нормализованным и со сниженным параметром мощности. Зафиксирован оптимальный режим разварки контактов, обеспечивающий прочность микросоединений

Ключевые слова: мощность, ультразвуковой генератор, ультразвуковая сварка, клин-клин, сварка, прочность микросоединений

Введение

В разных полупроводниковых устройствах соединение проводниковых выводов является одной из наиболее трудоемких операций.

Существует несколько типов сварочных процессов, в которых металл расплавляется. К ним относятся газовая, электродуговая, контактная, лазерная, электронно-лучевая и индукционная сварка. В то же время, существует метод сварки, при котором металл не плавится. Этот метод называется сваркой в твердой фазе и часто именуется холодной или ультразвуковой сваркой (УЗС). Теоретические и практические аспекты ультразвуковой сварки с различными материалами в радиотехнических приложениях достаточно подробно освещены в научных источниках [1-5].

Методика проведения эксперимента

Распространены техники ультразвуковой сварки с использованием системы «шарик-клин» и системы «клин-клин» [2-4].

При методах УЗС обеспечивается тщательная очистка металлических поверхностей и создаются условия для «металлургического»

соединения. В дальнейшем сварочный инструмент перемещается вдоль проволоки и не сжимает ее, что дает возможность проволоке свободно перемещаться вперед и назад по свариваемой поверхности. Этот метод известен как холодная сварка.

Для ультразвуковой сварки важно нагревание рабочей области. В процесс микросварки вовлекается энергия ультразвуковых колебаний, и давление на проволоку, прижимаемую к поверхности. Используя современные высокоскоростные установки для микросварки, можно значительно повысить надежность сварочного процесса [6-10].

Форма клина за последнее время практически не изменилась. Исключение лишь клин глубокого доступа. Большинство производителей предлагают установки клиновой микросварки, в которых проволока проходит или через центр клина вертикально вниз или подводится к клину снизу или сзади. Конструкция конца клина глубокого доступа в общих чертах такая же, как у клина для обычной микросварки [8, 10-12].

У клиновой микросварки по сравнению с микросваркой шариком есть ряд преимуществ. Например, возможность клина осуществлять пошаговую микросварку, а также то, что проволока при сварке получает минимальную деформацию и может быть приварена к достаточно

узкой контактной плате. Но, наверное, главным преимуществом клиновой микросварки является возможность применять алюминиевую проволоку. К числу преимуществ можно отнести и способность осуществлять сварку в глубоких полостях и корпусах. Так клин для микросварки 27 мм в длину, в то время как длина керамического капилляра — только 19 мм [11-15].

Принципиальным недостатком сварки традиционным клином является то, что проволока поступает к месту сварки под углами 30°, 45° или 60° под углом к горизонтальной плоскости, а не вертикально, как при сварке шариком. Кроме того, клиновая микросварка является однонаправленной по сравнению со сваркой шариком, которая, в свою очередь, многонаправленная. Для проведения сварки в определенном направлении нужны вращающаяся сварочная головка или поворотный рабочий стол [3-6, 13-15].

В представленной работе использован метод УЗС — «клин-клином».

Ультразвуковая сварка методом клин-клин Au или Al проволокой — передовая технология сварки, обеспечивающая прочные соединения. Она применяется для сварки различных материалов, включая металлы, пластмассы и композиты. Этот метод обладает высокой скоростью сварки и исключает необходимость в клеевых соединениях. Тестирование на отрыв гарантирует надежность и соответствие стандартам сварных соединений [15-18].

Описание оборудования

Ультразвуковая система УЗСА-21 используется для указания положения уровня жидких и сыпучих сред и выдачи контрольных сигналов для систем автоматического регулирования. В УЗСА-21 (сварка «клин-клином» / «шарик-клин») применяется ультразвуковая система повышенной частоты — 110 кГц.

УЗСА-21 УХЛ4:

— УЗС — ультразвуковая система;

— 21 — порядковый номер разработки;

— УХЛ4 — климатическое исполнение и категория размещения по ГОСТ 15150-69.

Требования техники безопасности по ГОСТ 12.2.007.10-75. Система соответствует ТУ ЕВИЛ.680139.004-83.

Нормативно-технический документ: ТУ ЕВИЛ.680139.004-83.

Система функционирует на принципе эхолокации, применяя ультразвуковую волну, которая проходит через газовую среду до момента достижения границы с контролируемой

средой. По времени, необходимому для передачи и отражения сигнала, производится определение уровня [18-21].

Оборудование используется для микросварки, как золотой, так и алюминиевой проволокой или лентой, является универсальным и достаточно легким в управлении. Существует большое количество опций, дающих возможность повысить работоспособность аппарата при выполнении нескольких видов работ. Основными достоинствами данного устройства являются: комфортность в работе оператора, легкость управления аппаратом, глубокий доступ к месту сварки (90°), надежность и низкое инерционное колебание.

Даже в ручных аппаратах процесс сварки идет под контролем электроники, что позволяет исключить человеческий фактор [14, 15, 22].

Dage 4000Plus оборудован съемными картриджами, которые позволяют проводить испытания на сдвиг с предельной нагрузкой до 200 кг, испытания на отрыв с максимальным значением нагрузки до 100 кг и испытания на нажим с предельной нагрузкой до 50 кг (рис. 2).



Рис. 1. Общий вид УЗСА -21



Рис. 2. Установка Dage 4000Plus

Результаты эксперимента

Объектом исследования являются микросоединения проволоки с контактными площадками кристалла и внешними выводами. Материал проволоки — алюминий с добавлением кремния диаметром 20 мкм. Материал контактных площадок — алюминий. Длина образуемых петель составляет 20,30 мил (0,51562 мм).

Создание проволоки с контактными площадками проводилось на установке УЗСА-21 при применении ультразвука с различной мощностью.

В дальнейшем контроль качества сварных соединений осуществлялся на оборудовании Dage 4000Plus в два этапа. На первом этапе проводился визуальный осмотр соединения для проверки его соответствия заданным геометрическим параметрам. Затем проводилось механическое испытание на прочность на отрыв [19, 20-23].

Нормализованные параметры при ультразвуковой микросварке (рис. 3-6):

— при частоте ультразвука 120 кГц, мощность на траверсе колебаний составила 3,2 мА, время сварки — 35 мс, а давление прижима достигло 35 г.

— при тех же 120 кГц мощность ультразвуковых колебаний на кристалле составила 3,4 мА, время сварки осталось 35 мс, однако давление прижима снизилось до 30 г.

В ходе проведения экспериментов были получены надежные соединения с улучшенными характеристиками мощности при указанных значениях параметров (рис. 7-10):

— на частоте 120 кГц, сила тока на траверсе ультразвуковых колебаний USG составляет 4 мА, время сварки t равно 35 мс, а давление прижимных действий F равняется 35 г;

— на частоте 120 кГц, уровень мощности ультразвуковых колебаний на кристалле USG составляет 3,8 мА, время сварки t фиксируется на уровне 35 мс, а давление прижима F составляет 30 г.

Экспериментальные низкопрочные (снижение значения мощности) соединения были получены при следующих параметрах (рис. 11-14):

— при частоте 120 кГц с мощностью ультразвуковых колебаний на траверсе USG = 2,8 мА, временем сварки t = 35 мс и давлением прижима F = 35 г;

— при частоте 120 кГц с мощностью ультразвука на кристалле USG = 2,4 мА, временем сварки t = 35 мс и прижимным давлением F = 30 г.

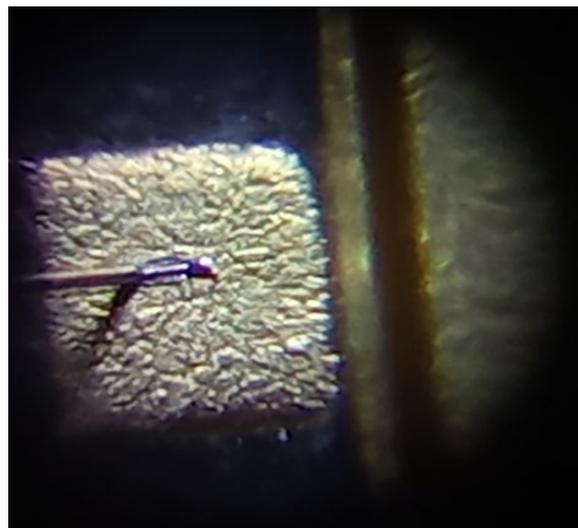


Рис. 3. Вид тестируемых петель на частоте 120 кГц, мощность на траверсе ультразвуковых колебаний USG = 3,2 мА, время сварки t = 35 мс и давление прижима F = 35 г

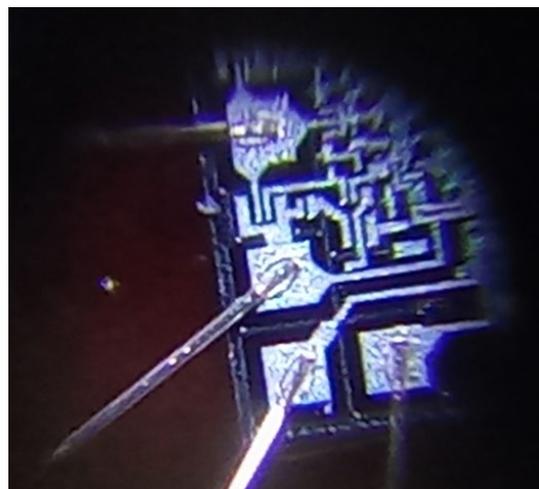
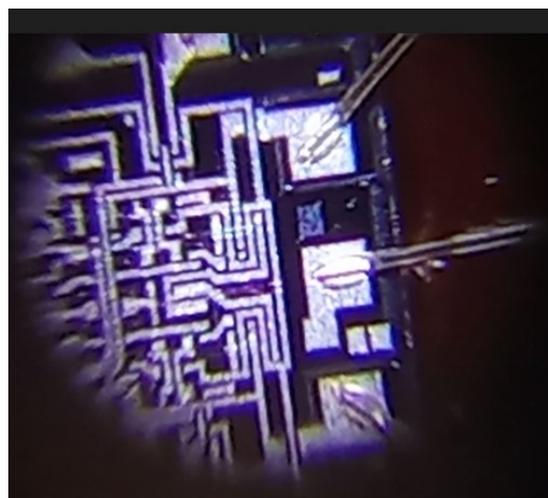


Рис. 4. Вид тестируемых петель на частоте 120 кГц, мощность ультразвуковых колебаний на кристалле USG = 3,4 мА, время сварки t = 35 мс и давление прижима F = 30 г

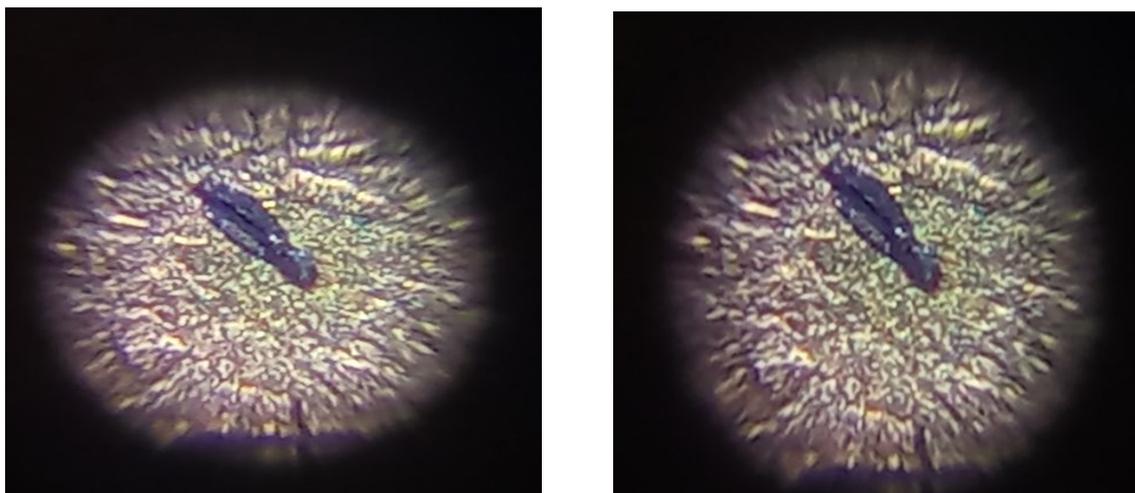


Рис. 5. Изображение оторванных петель на частоте 120 кГц, сила тока на траверсе USG составляет 3,2 мА, продолжительность сварки t равна 35 мс, а усилие прижима F достигает 35 г

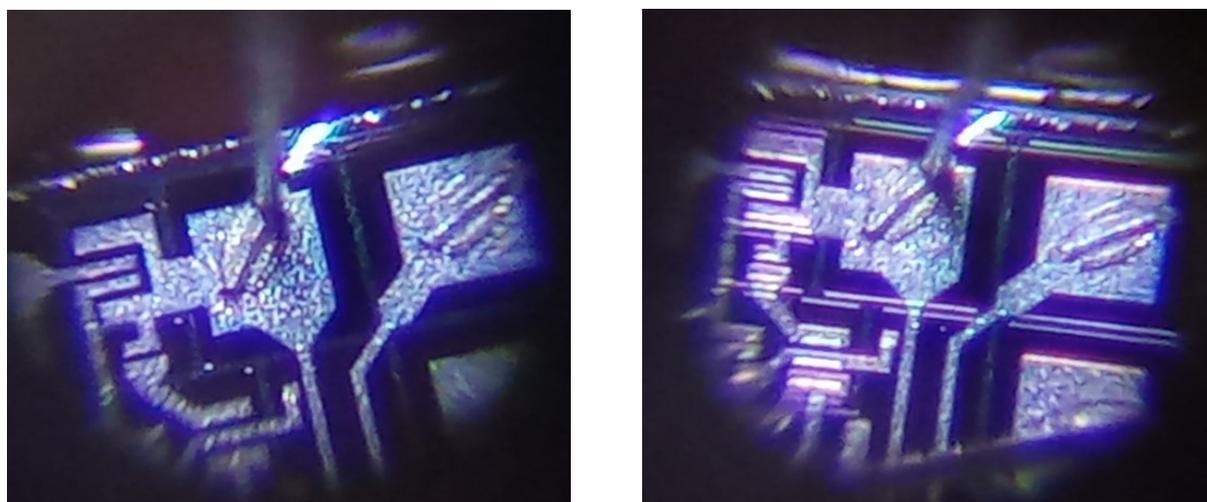


Рис. 6. Вид оторванных петель на частоте 120 кГц, мощность ультразвуковых колебаний на кристалле USG = 3,4 мА, время сварки $t = 35$ мс и давление прижима $F = 30$ г

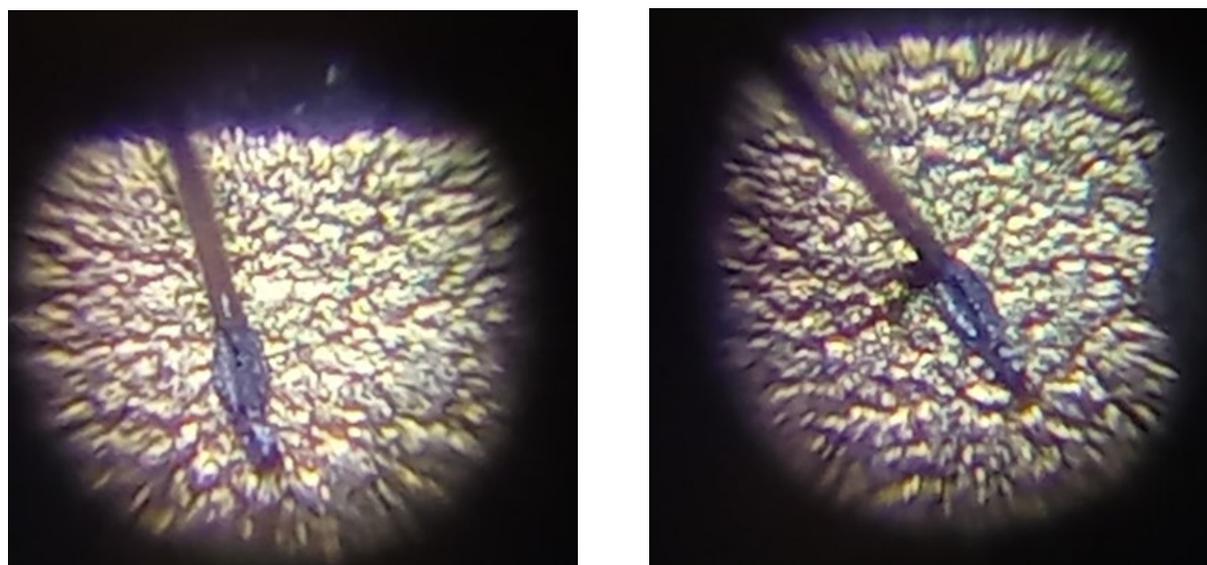


Рис. 7. Вид тестируемых петель на частоте 120 кГц, мощность на траверсе ультразвуковых колебаний USG = 4 мА,

время сварки $t = 35$ мс и давление прижима $F = 35$ г (с увеличенным значением мощности)



Рис. 8. Вид тестируемых петель на частоте 120 кГц, мощность ультразвуковых колебаний на кристалле $USG = 3,8$ мА, время сварки $t = 35$ мс и давление прижима $F = 30$ г (с увеличенным значением мощности)

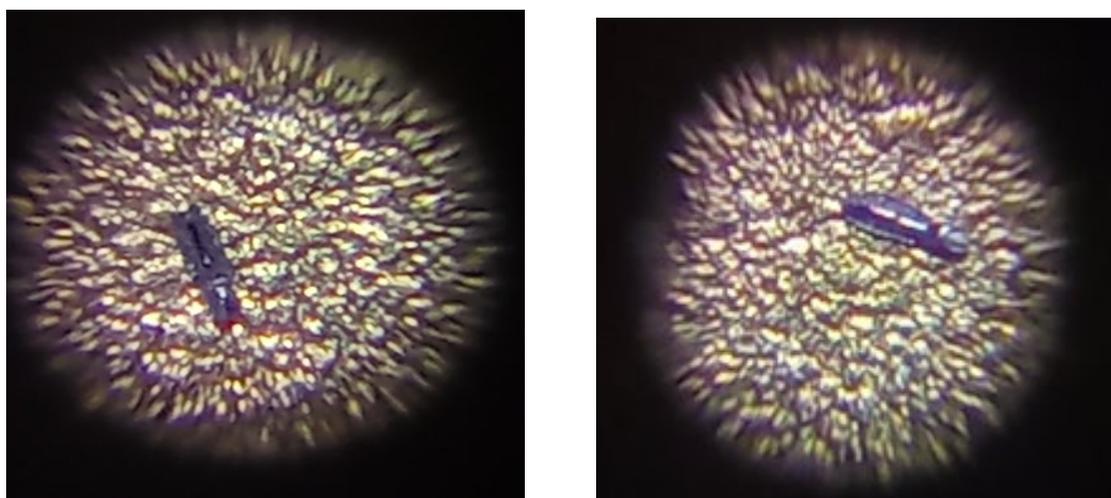


Рис. 9. Вид оторванных петель на частоте 120 кГц, мощность на траверсе ультразвуковых колебаний $USG = 4$ мА, время сварки $t = 35$ мс и давление прижима $F = 35$ г (с увеличенным значением мощности)

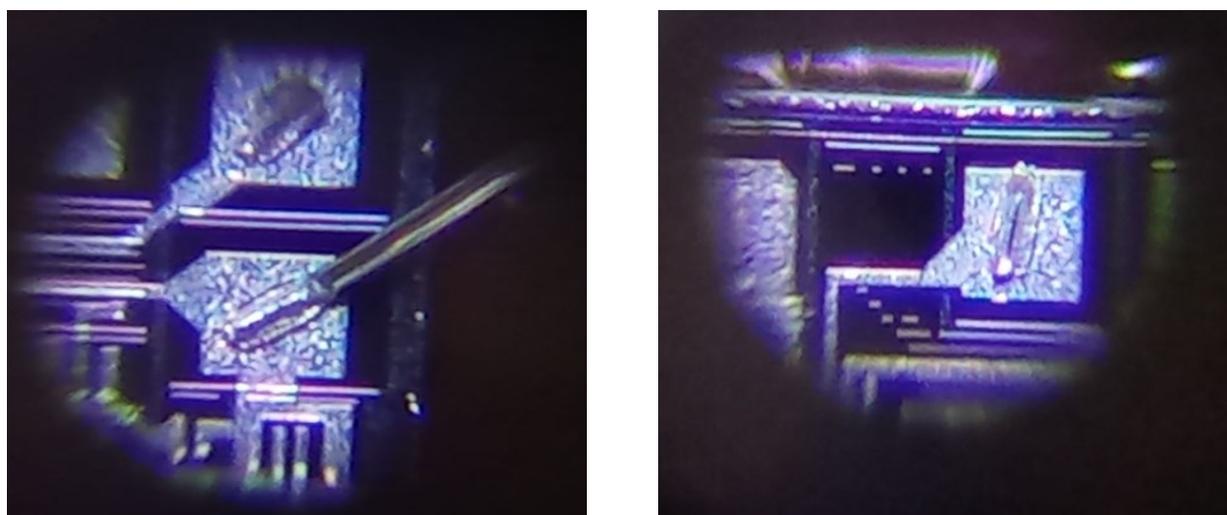


Рис. 10. Вид оторванных петель на частоте 120 кГц, мощность ультразвуковых колебаний на кристалле $USG = 3,8$ мА, время сварки $t = 35$ мс и давление прижима $F = 30$ г (с увеличенным значением мощности)

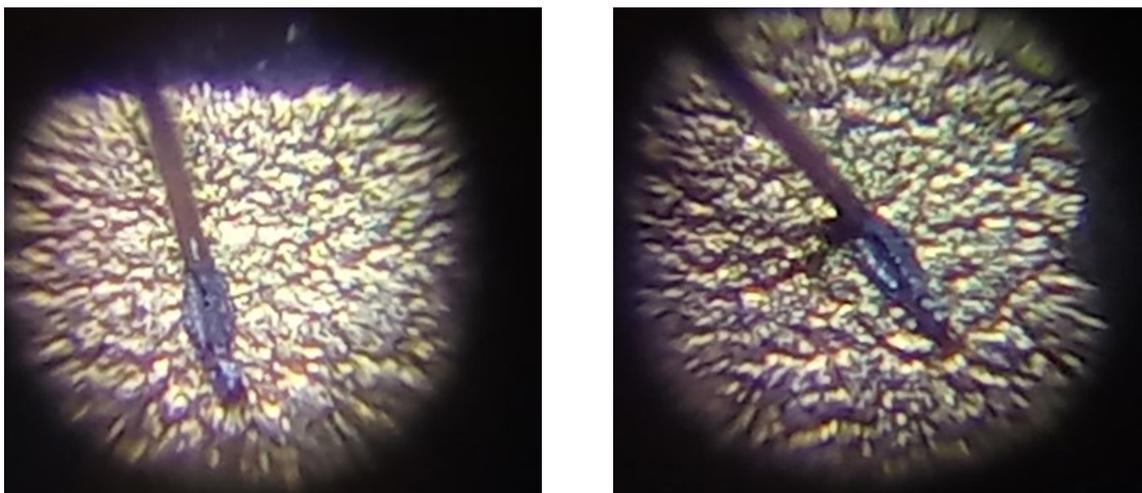


Рис. 11. Вид тестируемых петель на частоте 120 кГц, мощность на траверсе ультразвуковых колебаний $USG = 2,8$ мА, время сварки $t = 35$ мс и давление прижима $F = 35$ г (снижение значения мощности)

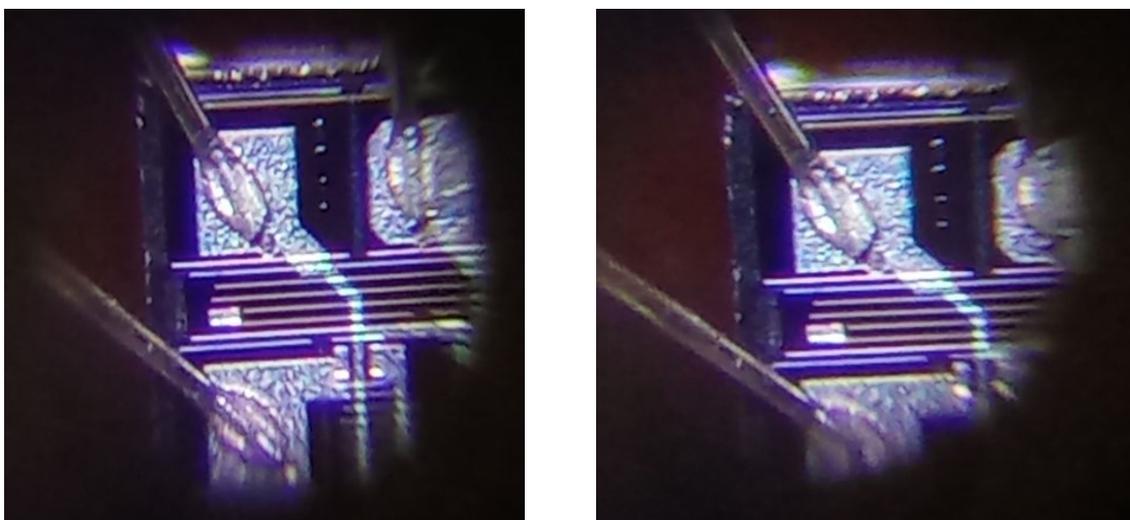


Рис. 12. Вид тестируемых петель на частоте 120 кГц, мощность ультразвуковых колебаний на кристалле $USG = 2,4$ мА, время сварки $t = 35$ мс и давление прижима $F = 30$ г (снижение значения мощности)

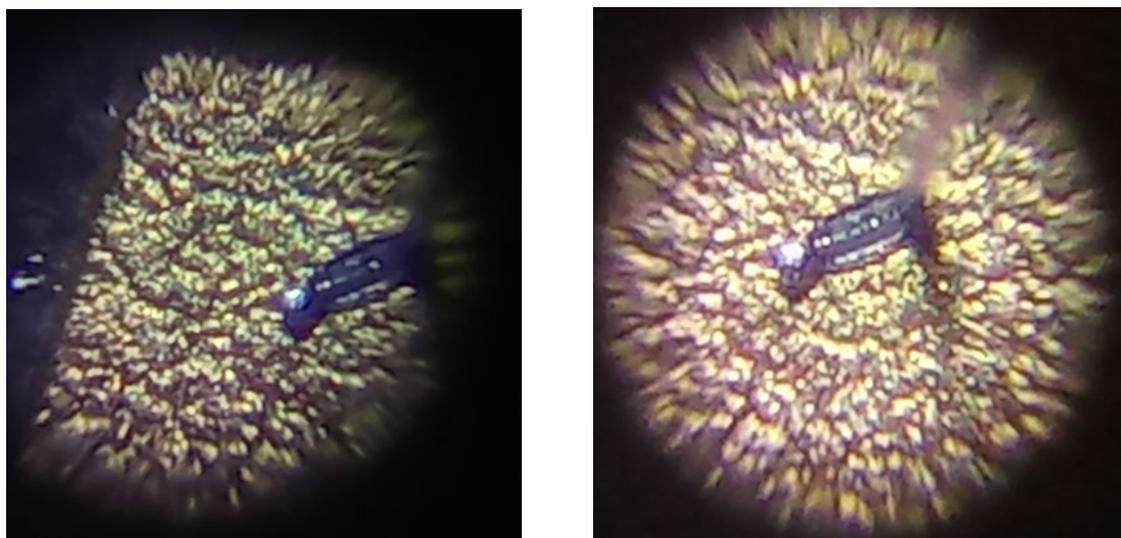


Рис. 13. Вид оторванных петель на частоте 120 кГц, мощность на траверсе ультразвуковых колебаний $USG = 2,8$ мА, время сварки $t = 35$ мс и давление прижима $F = 35$ г (снижение значения мощности)

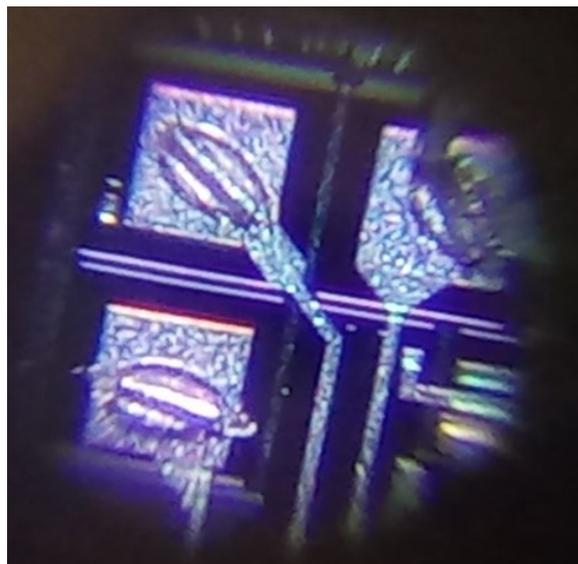
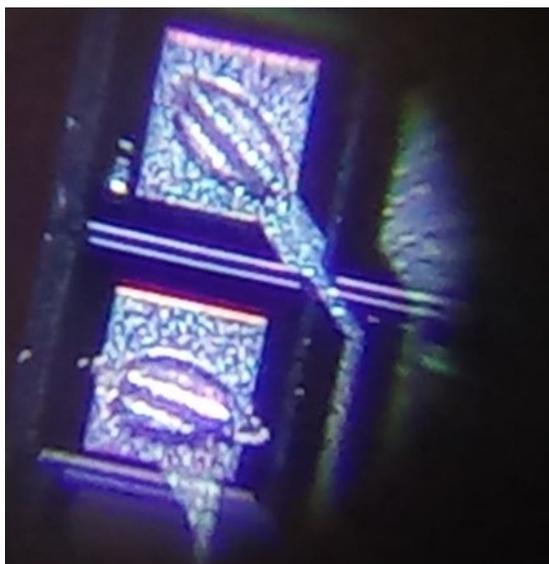


Рис. 14. Вид оторванных петель на частоте 120 кГц, мощность ультразвуковых колебаний на кристалле USG = 2,4 мА, время сварки $t = 35$ мс и давление прижима $F = 30$ г (снижение значения мощности)

Данные контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для нормализованного режима представлены в табл. 1-4.

Таблица 1
Данные контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для нормализованного варианта (основные характеристики)

Тестер Dage серии 4000	23.05.2024 14:40:42
134ЛБ1Норма	
Тестовая группа	Усилия на отрыв(кгс/мин)
Тестовая скорость	700,0 мкм/сек
Испытательная нагрузка	5,00 г
Машина	Серии 4000-2033156
Номер образца	1
Общее количество тестов	13

Таблица 2
Данные контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для нормализованного варианта (краткое описание разрушающих испытаний)

Краткое описание разрушающих испытаний	
Количество тестов	13
Минимальная нагрузка	13,795г
Максимальная нагрузка	22,237г
Изначальная нагрузка	17,617г
Стандартная нагрузка	3,189г
Верхний предел контроля	500,000г
Среднее значение	8,051г
Верхний предел спецификации	500,000г
Нижний предел спецификации	500,000г
Скорректированный индекс способности процесса (Срк)	-50,426
Индекс оценки способности процесса (Ср)	0,000
Нижний предел контроля	500,000 г

Таблица 3
Данные контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для нормализованного варианта (анализ прохождения/сбоя, тесты заданных значений, оценка детали)

Анализ прохождения/сбоя				
Предел прохождения/сбоя				5,000 г
Тесты, превышающие предустановленные				13
Тесты ниже заданных значений				0
Испытания на большом расстоянии				0
Оценка детали				
Класс	Описание	Но-мер	Изначальная нагрузка	Стандартный вывод
2	Разрыв шейки у траверсы	8	19,075г	3,201г
3	Разрыв шейки у кристалла	5	15,285г	1,232г

Таблица 4
Данные контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для нормализованного варианта (подробный тест усиление «на отрыв», комментарий к описанию)

Детали теста		
Номер	Усилие «на отрыв»	Описание
1	14,257 г	Разрыв шейки у кристалла
2	14,523 г	Разрыв шейки у кристалла
3	15,688 г	Разрыв шейки у кристалла
4	18,757 г	Разрыв шейки у траверсы
5	22,237 г	Разрыв шейки у траверсы
6	20,397 г	Разрыв шейки у траверсы
7	17,264 г	Разрыв шейки у кристалла
8	13,795 г	Разрыв шейки у траверсы
9	14,554 г	Разрыв шейки у траверсы
10	20,151 г	Разрыв шейки у траверсы
11	21,245 г	Разрыв шейки у траверсы
12	21,466 г	Разрыв шейки у траверсы
13	14,692 г	Разрыв шейки у кристалла

Осваивается метод повышения надежности полупроводниковых устройств и интегральных схем. Основная идея этого метода заключается в применении диаграммы Парето, которая наглядно иллюстрирует взаимосвязь между типами дефектов и частотой отказов интегральных схем [4, 21-23].

Данные контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для режима с увеличенным значением мощности представлены в табл. 5-7.

Графические результаты контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для режима с увеличенным значением мощности и нормальным значением мощностей показаны на рис. 3-10.

Таблица 5

Данные контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для варианта с увеличенным значением мощности (основные характеристики)

Тестер Dage серии 4000	19.06.2024 15:36:55
134ЛБ1с увеличенным значением мощности	
Тестовая группа	Усилия на отрыв (кгс/мин)
Тестовая скорость	700,0 мкм/сек
Испытательная нагрузка	5,00 г
Машина	Серии 4000-2033156
Номер образца	2
Общее количество тестов	7

Таблица 6

Данные контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для варианта с увеличенным значением мощности (анализ прохождения/сбоя, тесты заданных значений, оценка детали)

Анализ прохождения/сбоя				
Предел прохождения/сбоя				5,000 г
Тесты, превышающие предустановленные				7
Тесты ниже заданных значений				0
Испытания на большом расстоянии				0
Деталь оценки				
Класс	Описание	Номер	Изначальная нагрузка	Стандартный вывод
2	Разрыв шейки у траверсы	4	15,760 г	1,824 г
3	Разрыв шейки у кристалла	3	15,118 г	1,279 г

Данные контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для режима снижения значения мощности представ-

лены в табл. 8-11.

Графические результаты контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для режима снижения значения мощности показаны на рис. 11-14.

Таблица 7

Данные контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для варианта с увеличенным значением мощности (подробный тест усиление «на отрыв», комментарий к описанию)

Детали теста		
Номер	Усилие «на отрыв»	Описание
1	14,129 г	Разрыв шейки у кристалла
2	16,302 г	Разрыв шейки у траверсы
3	1,663 г	Разрыв шейки у кристалла
4	16,562 г	Разрыв шейки у кристалла
5	18,106 г	Разрыв шейки у траверса
6	14,406 г	Разрыв шейки у траверса
7	14,226 г	Разрыв шейки у траверса

Таблица 8

Данные контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для варианта снижения значения мощности (основные характеристики)

Тестер Dage серии 4000	19.06.2024 15:36:55
134ЛБ1 снижение значение мощности	
Тестовая группа	Усилия на отрыв (кгс/мин)
Тестовая скорость	700,0 мкм/сек
Испытательная нагрузка	5,00 г
Машина	Серии 4000 - 2033156
Номер образца	3
Общее количество тестов	7

Таблица 9

Данные контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для варианта снижение значение мощности (краткое описание разрушающих испытаний)

Краткое описание разрушающих испытаний	
Количество тестов	7
Минимальная нагрузка	7,712 г
Максимальная нагрузка	21,793 г
Изначальная нагрузка	14,978 г
Стандартный нагрузка	6,477 г
Верхний предел контроля	500,000 г
Среднее значение	0,000 г
Верхний предел спецификации	500,000 г
Нижний предел спецификации	500,000 г
Скорректированный индекс способности процесса (Cpk)	-24,962
Индекс оценки способности процесса (Cp)	0,000
Нижний предел контроля	500,000 г

Таблица 10

Данные контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для снижения значения мощности (анализ прохождения/сбоя, тесты заданных значений, оценка детали)

Анализ прохождения/сбоя				
Предел прохождения/сбоя				5,000 г
Тесты, превышающие предустановленные				7
Тесты ниже заданных значений				0
Испытания на большом расстоянии				0
Деталь оценки				
Класс	Описание	Номер	Изначальная нагрузка	Стандартный вывод
1	Разрыв шейки у траверсы	6	13,995 г	6,497 г
2	Разрыв шейки у кристалла	1	20,880 г	0,000

Таблица 11

Данные контроля качества сварных соединений на установке Dage 4000Plus для варианта снижения значения мощности (подробный тест усиление «на отрыв», комментарий)

Детали теста		
Номер	Усилие «на отрыв»	Описание
1	7,998 г	Отслоением от кристалла
2	7,712 г	Отслоение от кристалла
3	9,868 г	Отслоение от кристалла
4	21,519 г	Отслоение от кристалла
5	15,079 г	Отслоение от кристалла
6	20,880 г	Разрыв шейки у траверса
7	21,793 г	Отслоение от кристалла

Заключение

В результате проведенного исследования была установлена связь между прочностью соединения и условиями выполнения операции разварки выводов.

Во время работы определены лучшие параметры для обеспечения надежного соединения проволоки с контактными площадками кристалла и внешними выводами методом «клин – клин». Эти соединения формируются из алюминиевой проволоки на основе алюминиевой подложки с использованием установки ультразвуковой микросварки УЗСА-21, что позволяет достичь максимальной прочности.

В ходе экспериментов выяснили, что для эффективного создания микросоединений необходимо работать при частоте 120 кГц, с настройкой мощности на траверсе ультразвуковых колебаний USG на уровне 4 мА, временем сварки t равным 35 мс и давлением F прижима, установленным на 35 г, поэтому обеспечивается

высокая прочность соединений, что, как следствие, позволяет повысить надежность приборов в процессе их дальнейшей эксплуатации.

Применение данных результатов исследований позволит повысить качество и надежность выпускаемой продукции.

Литература

1. Сегодня А.В., Нерода А.С., Колодинов В.П. Исследование особенностей формирования проволочных соединений «кристалл-корпус» при сборке высоконадежных интегральных схем // Молодой ученый: 2016. № 16 (120). С. 27-31.
2. Звягинцева А.В., Фаличева А.И. Физико-механические и коррозионно-электрохимические свойства никелевых покрытий, легированных индием // Гальванотехника и обработка поверхности. 1994. Т. 3. № 5-6. С. 52-54.
3. Звягинцева А.В., Фаличева А.И. Физико-механические свойства никелевых покрытий, легированных бором // Гальванотехника и обработка поверхности. 1997. Т. 5. № 2. С. 24-31.
4. Звягинцева А.В. Управление технологическим процессом синтеза покрытий на основе композитов Ni-V с широким спектром функциональных возможностей // Международный научный журнал Альтернативная энергетика и экология. 2023. № 10 (415). С. 142-161.
5. Хохлун А., Чигиринский С., Шайдуллин Р. Перспективные технологии для сборки силовых модулей и приборов // Электроника: 2021. № 3. С. 156-161.
6. Masakatsu Maeda. Deformation Behavior of Thick Aluminum Wire during Ultrasonic Bonding / Masakatsu Maeda // Materials Transactions: 2013. Vol. 54(6). pp. 916-921.
7. Юдин Ю.В., Масурадза М.В., Водолазский Ф.В. Организация и математическое планирование эксперимента // Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2018. 124 с.
8. Покрытия контактных площадок кристаллов и траверс корпусов для микросварки внутренних выводов 3D изделий / В.В. Зенин, А.А. Стоянов, С.В. Петров, Б.А. Спиридонов // Микроэлектроника: 2013. Т.42. № 5. С. 361-374.
9. Лайнер В.И. Защитные покрытия металлов // М.: Металлургия: 1974. 540 с.
10. Зенин В.В., Спиридонов Б.А., Чистяков С.Ю. Золото в технологии производства полупроводниковых изделий // Вестник Воронежского государственного технического университета: 2010. Т.6. № 6. С. 67-72.
11. Зенин В.В., Бокарев Д.И., Сегал Ю.Е. Исследование микросварных соединений алюминиевой проволоки с золотым гальваническим покрытием корпусов изделий электронной техники // Известия вузов. Сер. Электроника: 1999. № 5. С. 67-74.
12. Jeng Y.-R., Horng J.H. A microcontact approach for ultrasonic wire bonding in microelectronics // Trans. ASME.J. Tribol: 2001. V. 123. № 4. pp. 725-731.
13. Ramsey T. High-Frequency Enhancement for Ambient Temperature Ball Bonding // Semiconductor International: 1997. № 8. P. 150.
14. Dynamics of an Ultrasonic Transducer Used for Wire Bonding / S.W. Or, H.L.W. Chan, V.C. Lo, C.W. Yuen // IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferro-electrics, and Frequency control: 1998. V. 45. № 6. pp. 991-994.
15. Мазур А.И. Процессы сварки и пайки в производстве полупроводниковых приборов / А.И. Мазур, В.П. Алехин, М.Х. Шоршов // М.: Радио и связь: 1981.

224 с.

16. Онегин Е.Е. Автоматическая сборка ИС / Е.Е. Онегин, В.А. Зенькович, Л.Г. Битно // Минск: Высш.шк.:1990. 383 с.

17. Холопов Ю.В. Ультразвуковая сварка. Л.: Машиностроение:1972. 152с.

18. Khmyl A.A. Materials and Technology of Contact Joints Made Using Ultrasonic Microwelding // Proceeding XVI Intern. Conf. ICEC92, Loyborou, England: 1992. pp.255-261.

19. Modeling and Optimization of Ultrasonic Welding / L. P. Anufriev [et al.] // Proceeding Conf. Electric. Cont. and Electro. Tech. Compon, China, Beijing: 1989. pp.498-504.

20. Шмаков М. Микросварка при производстве

микросборок и гибридных интегральных микросхем // Технологии в электронной промышленности: 2006. № 6. С. 64-68.

21. Мухина Е., Башта П. Установки компании XYZTEC для тестирования качества соединений // Технологии в электронной промышленности: 2008. № 6. С. 76-79.

22. Медведев А.М. Сборка и монтаж электронных устройств. Технологическое оборудование для микроэлектроники. Москва: Техносфера: 2007. 256 с.

23. Глудкина О.П. Современный эксперимент: подготовка, проведение, анализ результатов. М.: Радио и связь: 1997. 232 с.

Поступила 20.10.2024; принята к публикации 29.11.2024

Информация об авторах

Долженков Святослав Владимирович – магистрант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: dsv-2000@yandex.ru

Звягинцева Алла Витальевна – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: zvygincevaav@mail.ru

Меньшикова Татьяна Геннадьевна – канд. физ.-мат. наук, доцент, Воронежский государственный университет (394018, Россия, г. Воронеж, Университетская площадь, 1), e-mail: menshikova.vrn@mail.ru

IMPROVING THE CONTACT WELDING SYSTEM IN THE CASE OF MANUFACTURING INTEGRATED CIRCUITS

S.V. Dolzhenkov¹, A.V. Zvyagintseva¹, T.G. Menshikova²

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²Voronezh State University, Voronezh, Russia

Abstract: the article presents a study of the process of ultrasonic micro-welding of conductors by the "wedge - wedge" method. A technique for investigating the micro-connection of a wire with crystal contact pads and external terminals is presented. A comparison of the strength of the compounds obtained at the two capacities used (on the traverse and on the crystal) is determined. The parameters were obtained at which the greatest strength of micro-welded joints was observed at various ultrasound capacities at the standard frequency of ultrasonic vibrations. In this work, the ultrasound method is used only "wedge-wedge". Ultrasonic wedge-wedge welding with Au or Al wire is an advanced welding technology that ensures strong connections. It is used for welding various materials, including metals, plastics and composites. This method has a high welding speed and eliminates the need for adhesive joints. Separation testing guarantees reliability and compliance with the standards of welded joints. It is determined what effect the power of the ultrasonic circuit has on the strength characteristics of welded joints. The assessment of the quality of welded joints in 3 modes is implemented: with increased, normalized and with reduced power parameter. The optimal contact welding mode has been fixed, which ensures the strength of the micro-connections

Keywords: power, ultrasonic generator, ultrasonic welding, wedge-wedge, welding, strength, micro-connections

References

1. Segodnik A.V. Neroda A.S., Kolodinov V.P. "Investigation of the peculiarities of the formation of crystal-body wire connections during the assembly of highly reliable integrated circuits", *Young Scientist (Molodoy uchenyy)*, 2016, no. 16(120), pp. 27-31.

2. Zvyagintseva A.V., Falicheva A.I. "Physico-mechanical and corrosion-electrochemical properties of nickel coatings alloyed with indium", *Electroplating and surface treatment (Gal'vanotekhnika i obrabotka poverkhnosti)*, 1994, vol. 3, no. 5-6, pp. 52-54.

3. Zvyagintseva A.V., Falicheva A.I. "Physico-mechanical properties of nickel coatings alloyed with boron", *Electroplating and surface treatment (Gal'vanotekhnika i obrabotka poverkhnosti)*, 1997, vol. 5, no. 2, pp. 24-31.

4. Zvyagintseva A.V. "Control of the technological process of synthesis of coatings based on Ni-B composites with a wide range of functional capabilities", *International Scientific Journal Alternative Energy and Ecology (Mezhdunarodnyy nauchnyy zhurnal Al'ternativnaya energetika i ekologiya)*, 2023, no. 10(415), pp. 142-161.

5. Khokhlun A., Chigirinsky S., Shaidullin R. "Promising technologies for the assembly of power modules and devices", *Electronics (Elektronika)*, 2021, no.3, pp. 156-161.

6. Masakatsu Maeda “Deformation Behavior of Thick Aluminum Wire during Ultrasonic Bonding”, *Materials Transactions*, 2013, vol. 54(6), pp. 916-921.
7. Yudin Yu.V., Masuradze F.V., Vodolazsky M.V. “Organization and mathematical planning of the experiment”, Yekaterinburg, Izd-vo Ural. un-ta, 2018, 124 p.
8. Zenin V.V., Stoyanov A.A., Petrov S.V., Spiridonov B.A. “Coatings of contact pads of crystals and traverses of housings for micro-welding of internal terminals of 3D products”, *Microelectronics (Mikroelektronika)*, 2013, vol. 42, no. 5, pp. 361-374.
9. Liner V.I. Protective coatings of metals (“Zashchitnyye pokrytiya metallov”), Moscow, Metallurgiya, 1974, 540 p.
10. Zenin V.V., Spiridonov B.A., Chistyakov S.Yu. “Gold in the technology of semiconductor products production”, *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2010, vol. 6, no. 6, pp. 67-72.
11. Zenin V.V., Bokarev D.I., Segal Yu.E. “Investigation of micro-welded joints of aluminum wire with gold galvanic coating of cases of electronic equipment products”, *News of Universities. Series: Electronics (Izvestiya vuzov. Ser. Elektronika)*, 1999, no. 5, pp. 67-74.
12. Jeng Y.-R., Horng J.H. “A microcontact approach for ultrasonic wire bonding in microelectronics”, *Trans. ASME.J. Tribol*, 2001, vol. 123, no. 4, pp. 725-731.
13. Ramsey T. “High-Frequency Enhancement for Ambient Temperature Ball Bonding”, *Semiconductor International*, 1997, no. 8, p. 150.
14. Or S.W., Chan H.L.W., Lo V.C., Yuen C.W. “Dynamics of an Ultrasonic Transducer Used for Wire Bonding”, *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferro-electrics, and Frequency control*, 1998, vol. 45, no. 6, pp. 991-994.
15. Mazur A.I., Alekhin V.P., Shorshov M.H. “Welding and soldering processes in the production of semiconductor devices” (“Protsesty svarki i payki v proizvodstve poluprovodnikovyykh priborov”), Moscow, Radio i svyaz, 1981, 224 p.
16. Onegin E.E., Zenkovich V.A., Bitno L.G. “Automatic assembly of IC” (“Avtomaticheskaya sborka IS”), Minsk, Vyssh.shk., 1990, 383 p.
17. Kholopov Yu.V. “Ultrasonic welding” (“Ul'trazvukovaya svarka”), Leningrad, Mashinostroenie, 1972, 152 p.
18. Khmyl A.A. “Materials and Technology of Contact Joints Made Using Ultrasonic Microwelding”, *Proceeding XVI Intern. Conf. ICEC92*, Loyborou, England, 1992, pp. 255-261.
19. Anufriev L.P. et al. “Modeling and Optimization of Ultrasonic Welding”, *Proceeding Conf. Electric. Cont. and Electro. Tech. Compon.*, China, Beijing, 1989, pp. 498-504.
20. Shmakov M. “Micro-welding in the production of microassemblies and hybrid integrated circuits”, *Technologies in the electronic industry (Tekhnologii v elektronnoy promyshlennosti)*, 2006, no. 6, pp. 64-68.
21. Mukhina E., Bashta P. “XYZTEC installations for testing the quality of compounds”, *Technologies in the electronic industry (Tekhnologii v elektronnoy promyshlennosti)*, 2008, no. 6, pp. 76-79.
22. Medvedev A.M. “Assembly and installation of electronic devices. Technological equipment for microelectronics” (“Sborka i montazh elektronnykh ustroystv. Tekhnologicheskoye oborudovaniye dlya mikroelektroniki”), Moscow, Technosfera, 2007, 256 p.
23. Gludkina O.P. Modern experiment: preparation, conduct, analysis of results (“Sovremennyy eksperiment: podgotovka, provedeniye, analiz rezul'tatov”), Moscow, Radio i svyaz, 1997, 232 p.

Submitted 20.10.2024; revised 29.11.2024

Information about the authors

Svyatoslav V. Dolzhenkov – Master’s Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: dsv-2000@yandex.ru

Alla V. Zvyagintseva – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: zvygincevaav@mail.ru

Tatyana G. Menshikova – Cand. Sc. (Physics and Mathematics), Associate Professor, Voronezh State University (1 Universitetskaya pl., Voronezh, 394018, Russia), e-mail: menshikova.vrn@mail.ru