

СОДЕРЖАНИЕ

Информатика, вычислительная техника и управление

Получение метрик Java-приложения в контейнерах Docker В.Ф. Барабанов, А.К. Донских, Н.И. Гребенникова, С.Л. Кенин.....	7
Математическое моделирование процесса термомеханической деструкции облученных резин С.Л. Подвальный, А.А. Хвостов, А.В. Карманов, Г.С. Тихомиров, А.П. Попов.....	11
Многоразмерная имитационная модель на базе нейронной сети И.Ю. Галкин, А.М. Литвиненко, М.А. Чурсин.....	18
Билинейные окрестностные системы с нечёткими связями А.Г. Ярцев.....	26
Структура мультиагентной системы для оптимизации движения шахтного транспорта Е.Ю. Бозюкова, С.А. Олейникова.....	32
Автоматизация процессов тестового контроля конечных автоматов Г.В. Петрухова, С.А. Пруткова.....	38
Аналитическое моделирование замкнутых экспоненциальных сетей массового обслуживания с матрицей вероятностей переходов, зависящей от состояния сети И.В. Зубарев, А.А. Чумичкин, В.Л. Бурковский.....	44
Синтез робастных линейно-квадратичных регуляторов для линейных интервальных динамических систем И.А. Болдырев, А.С. Кожин.....	50
Структурный анализ и модификации системы с гистерезисом Бука-Вена Н.Н. Карабутов.....	57
Методика организации и оценки качества научно-исследовательских работ курсантов военно-научного общества на основе математической модели Раша Ю.В. Корыпаева, Н.Е. Красова, В.В. Пешков, С.В. Рябов.....	65

Радиотехника и связь

Устранение неоднозначности фазовых измерений в многопозиционном пеленгаторе на основе подобия азимутальной и угломестной траекторий Б.В. Матвеев, В.А. Иванов, А.А. Голиков, А.А. Макаров.....	71
Варианты реализации радиопеленгаторных антенных решеток для малого беспилотного летательного аппарата П.В. Першин	77
Сравнительный анализ параметров усилителей биопотенциалов Д.В. Журавлев, В.А. Мещеряков, М.В. Шубин, М.А. Сиваш, В.С. Волков, Д.С. Потапов.....	83
Алгоритмы формирования и обработки радиосигналов командно-телеметрической радиоперелинии и технические предложения по их реализации Д.Г. Пантенков, В.П. Литвиненко.....	90
Оптимизация шаблона для повышения эффективности синтеза антенной решетки с косекансной диаграммой направленности И.А. Кирпичева, А.В. Останков, А.И. Рябчунов.....	106

Исследование влияния длины патч-излучателя на его характеристики С.М. Фёдоров, Е.А. Ищенко, М.А. Сиваш, И.А. Зеленин.....	113
Результаты натурных испытаний вариантов радиопеленгаторных антенных систем для малого беспилотного летательного аппарата П.В. Першин.....	121
Применение микроконтроллеров при реализации вычислителя непрерывного вейвлет-преобразования, предназначенного для работы в условиях Арктики А.Б. Степанов, А.В. Помогалова, В.С. Грибанов, И.А. Богословский, Х.М.М. Айд...	127
Машиностроение и машиноведение	
Кинетика роста газонасыщенных (охрупченных) слоев на титане при вакуумном отжиге А.Б. Булков, В.В. Пешков, В.Ф. Селиванов, Н.Е. Михалевич.....	142
Формирование изотропных зон в стальной пластине толщиной 4 мм В.Н. Семькин, В.Н. Проценко, Д.А. Свиридов, А.В. Бесько, И.Н. Касаткина.....	149
Восстановление пластичности поверхностных газонасыщенных слоев титана в условиях безокислительного отжига А.Б. Булков, В.В. Пешков, И.Б. Корчагин, Д.А. Болдырев.....	154

CONTENTS

Informatics, computer engineering and control

Receiving the Java application metrics in Docker containers V.F. Barabanov, A.K. Donskikh, N.I. Grebennikova, S.L. Kenin.....	7
Mathematical modeling of thermomechanical destruction of irradiated rubbers S.L. Podvalny, A.A. Khvostov, A.V. Karmanov, G.S. Tikhomirov, A.P. Popov.....	11
Multi-dimensional simulation model on the basis of neural network I.Yu. Galkin, A.M. Litvinenko, M.A. Chursin.....	18
Bilinear neighborhood systems with fuzzy links A.G. Yartsev.....	26
Structure of a multiagent system for optimization of mine transport motion E.Yu. Bozyukova, S.A. Oleynikova.....	32
Automation of test control processes of finite state machines G.V. Petrukhnova, S.A. Prutkova.....	38
Analytical modeling of closed exponential queuing networks with transition probability matrix depending on the network condition I.V. Zubarev, A.A. Chumichkin, V.L. Burkovskiy.....	44
Synthesis of robust linear-quadratic regulators for linear interval dynamic systems I.A. Boldyrev, A.S. Kozhin.....	50
Structural analysis and modifications of system with Bouc-Wen hysteresis N.N. Karabutov.....	57
Methodology of organization and assessment of quality of research works of the cadets of the military scientific society based on the Rasch mathematical model Yu.V. Korypaeva, N.E. Krasova, V.V. Peshkov, S.V. Ryabov.....	65

Radio engineering and communication

Disambiguation of phase measurements in the multiposition finder based on the similarity of azimuth and elevation trajectories B.V. Matveev, V.A. Ivanov, A.A. Golikov, A.A. Makarov.....	71
Variants of the small-drone based direction finding antenna arrays P.V. Pershin.....	77
Comparative analysis of the parameters of bio-potential amplifiers D.V. Zhuravlev, V.A. Meshcheryakov, M.V. Shubin, M.A. Sivash, V.S. Volkov, D.S. Potapov.....	83
Algorithms of formation and processing of radio signals of command and telemetry radio lines and technical proposals for their implementation D.G. Pantenkov, V.P. Litvinenko.....	90
Optimization of the template to increase an effectiveness of synthesis of the antenna array with a co-secant pattern I.A. Kirpicheva, A.V. Ostankov, A.I. Ryabchunov.....	106
Investigation of the effect of the patch emitter length on its characteristics S.M. Fyedorov, E.A. Ishchenko, M.A. Sivash, I.A. Zelenin.....	113

Results of natural tests of different radiolegator antenna systems for a small drone P.V. Pershin	121
Application of microcontrollers in realization of the calculator of continuous wavelet transformation intended for work in conditions of Arctic A.B. Stepanov, A.V. Pomogalova, V.S. Griбанov, I.A. Bogoslovskiy, Kh.M.M. Ayed	127
Mechanical engineering and science of machines	
Kinetics of growth of gas-saturated (embroken) layers on titanium at vacuum annealing A.B. Bulkov, V.V. Peshkov, V.F. Selivanov, N.E. Mikhalevich	142
Formation of isotropic zones in the 4 mm steel plate V.N. Semykin, V.N. Protsenko, D.A. Sviridov, A.V. Bes'ko, I.N. Kasatkina	149
Restoration of plasticity of surface gas-saturated titanium layers under conditions of non-oxidative annealing A.B. Bulkov, V.V. Peshkov, I.B. Korchagin, D.A. Boldyrev	154

Информатика, вычислительная техника и управление

DOI 10.25987/VSTU.2020.16.2.001

УДК 004.4

ПОЛУЧЕНИЕ МЕТРИК JAVA-ПРИЛОЖЕНИЯ В КОНТЕЙНЕРАХ DOCKER

В.Ф. Барабанов, А.К. Донских, Н.И. Гребенникова, С.Л. Кенин

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: объектами исследования являются: java-приложение с поддержкой JMX технологии; демон для сбора метрик Collectd; программный продукт для хранения временных рядов Graphite; система аналитики и визуализации данных Grafana. Актуальность разработки решения определяется тем, что в настоящее время веб-приложениям необходимо обрабатывать огромные потоки данных. Для решения этой проблемы используются высокомасштабируемые микросервисы, а для их управления контейнер Docker. Работа с Docker несколько отличается от работы с традиционными приложениями, однако в корпоративном сегменте имеется большой пласт классических наработок. Как следствие, на данный момент актуальной является разработка решения, которое будет работать с классическими решениями в контейнерах Docker. Приведено описание и особенности работы java-приложений в контейнерах Docker. Предлагается решение для сбора, хранения, обработки, анализа и визуализации метрик веб-приложений с помощью JMX, Collectd, Grafana и Graphite. Показано, как взаимодействуют между собой данные компоненты. Приведены примеры настройки java-приложения для работы с JMX, добавление плагина FastJMX в collectd, а также настройки для Grafana и Graphite. Результатом работы, описанным в статье, является система, отвечающая всем требованиям к системам для хранения и анализа больших объемов аналитических данных и имеющая все преимущества использования Docker. Полученное решение позволит сократить затраты на рабочую силу, а использование в разработке программного обеспечения с открытым исходным кодом позволяет еще больше снизить затраты на разработку и последующее использование

Ключевые слова: веб-приложение, сбор метрик, программные средства обработки, аналитики и визуализации данных

Введение

Сбор метрик и данных аналитики приложения является важной частью разработки и поддержки веб-решений. Метрики могут варьироваться от замеров скорости обработки запросов до частоты их вызова и местоположений клиентов.

Для сбора метрик из Java-приложения в первую очередь необходимо создать приложение, которое будет отдавать определенные метрики. Затем требуется средство для получения этих метрик из приложения. Также нужно средство хранения полученных данных. И, наконец, метрики потребуются визуализировать.

Рассмотрим отдельные компоненты: JMX, Collectd, Grafana, Graphite и Docker.

JMX (Java Management Extensions) – это технология, являющаяся частью Java-платформы. Технология JMX предоставляет стандартный способ управления ресурсами. В качестве ресурсов могут выступать приложения, устройства или принтеры.

CollectD – это небольшой демон для Linux-систем, который периодически собирает метрики производительности системы и приложений и предоставляет механизмы для хранения этих метрик.

Graphite – это бесплатный программный продукт с открытым исходным кодом, который предназначен для сбора, хранения и отображения временных рядов.

Grafana является бесплатным программным продуктом с открытым исходным кодом. Grafana предназначена для аналитики и отображения данных, хранимых в Graphite. В отличие от средств визуализации Graphite, Grafana имеет намного больше возможностей для визуализации и поддержку расширяющих эти возможности плагинов.

Все вышеперечисленные компоненты будут находиться в контейнерах Docker.

Схема взаимодействия контейнеров и компонентов представлена на рис. 1.

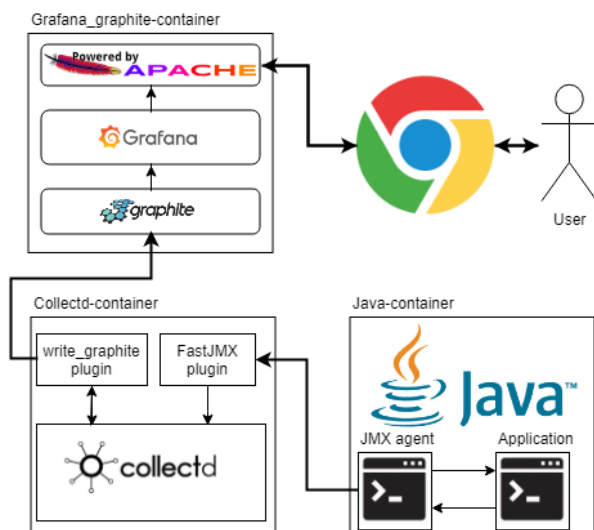


Рис. 1. Схема взаимодействия частей решения

Сбор, анализ и формализация требований к системе

В первую очередь, требуется Java-приложение, готовое передавать метрики. Для симуляции и проверки работы решения приложение будет «засыпать» на каждом шаге работы бесконечного цикла на определенное количество миллисекунд, которое будет постоянно увеличиваться. Если визуализация загруженности системы будет схожа с графиком постоянно увеличивающейся функции (внешним видом напоминающей функцию $y = \sqrt{x}$), значит, настройка проведена корректно.

Далее следует выделить самую важную часть: сбор метрик. В виртуальной машине Java для работы с технологией JMX необходимо определить интерфейс и его реализацию. Исходя из требований JMX, имя интерфейса должно заканчиваться на MBean. Для JMX не имеет значения реализация MBean интерфейса.

Для того чтобы JMX узнал о наличии MBean'a, его следует зарегистрировать в MBean сервере.

Однако на этом конфигурация приложения не закончена. Необходимо определенным образом его запускать, чтобы виртуальная машина Java подготовила MBean сервер. Для этого к параметрам запуска приложения следует добавить следующие аргументы:

```
- Dcom.sun.management.jmxremote \  
-Dcom.sun.management.jmxremote.port=$  
JMX_PORT \  
-Dcom.sun.management.jmxremote.rmi.port=  
$JMX_PORT \  
-Dcom.sun.management.jmxremote.local.only  
=false \  
-Dcom.sun.management.jmxremote.authenticate  
=false \  
-Dcom.sun.management.jmxremote.ssl=false
```

```
JMX_PORT – указывает, какой порт дол-  
жен прослушивать JMX.
```

Также следует добавить, что если необходимо подключаться к JMX не из контейнера, а из машины-хоста, то к аргументам следует добавить:

```
-Djava.rmi.server.hostname=0.0.0.0
```

Для настройки collectd демон для сбора и передачи метрик можно использовать уже настроенные контейнеры из репозитория docker. Например, контейнер ruckel/docker-collectd. Однако данный контейнер не будет работать с JMX, т.к. в нем не установлены jdk, переменные PATH и jar-файлы для работы java-плагинов.

Затем необходимо написать collectd конфигурацию для получения метрик из Java-приложения. Сначала следует загрузить плагин для работы с виртуальной машиной Java, затем в конфигурации этого плагина следует указать аргументы для Java-машины. В этих аргументах указывается FastJMX плагин. Далее идет конфигурация FastJMX плагина, которая содержит определения для всех MBean'ов, которые указаны в приложении. Здесь важно, чтобы поле ObjectName соответствовало имени, указанному при регистрации соответствующего бина. Затем в тегах Value указываются сами метрики. За объявлением всех MBean'ов следует секция с объявлениями соединений к Java-приложению. После объявления Java-плагинов следует определить плагин write_graphite для передачи собранных метрик. На рис. 2 приведен исходный код конфиг-файла для collectd.

Docker репозиторий уже содержит в себе контейнер для Graphite и Grafana. Все, что остается, это настроить порты для его работы через конфигурацию докера.

Результат работы приложения представлен на рис. 3. Как можно видеть, результат работы схож с графиком функции $y = \sqrt{x}$.

```

1  TypesDB      "/usr/share/collectd/types.db"
2
3  LoadPlugin  java
4  <Plugin "java">
5      JVMArg "-verbose:jni"
6      JVMArg "-Xmx512M"
7      JVMArg "-Djava.class.path=/jlib/collectd-api.jar:/jlib/collectd-fast-jmx-1.0.0.jar"
8  # JMX plugin initialization
9  LoadPlugin  "com.e_gineering.collectd.FastJMX"
10 <Plugin "FastJMX">
11 # MBean declarations section
12 <MBean "jmc/jmcMetrics">
13     ObjectName "com.dasik.jmc:type=jmcMetrics"
14     <Value>
15         PluginName "GenericJMX"
16         Attribute "Avg"
17         Type "gauge"
18         InstancePrefix "Avg"
19     </Value>
20     <Value>
21         PluginName "GenericJMX"
22         Attribute "Last"
23         Type "gauge"
24         InstancePrefix "Last"
25     </Value>
26 </MBean>
27 # JMX Connectors section
28 <Connection "jmc">
29     ServiceURL "service:jmx:rmi:///jndi/rmi://jmc:49141/jmxrmi"
30     InstancePrefix "jmc"
31     Collect "jmc/jmcMetrics"
32 </Connection>
33 </Plugin> # FastJMX plugin
34 </Plugin> # java plugin
35 #end of Java plugin section
36 LoadPlugin  write_graphite
37 <Plugin "write_graphite">
38 <Carbon "dashboard">
39     Host "dashboard"
40     Port "2003"
41     Prefix "jmc.tst.java.metrics"
42     EscapeCharacter "_"
43     LogSendErrors True
44 </Carbon>
45 </Plugin>
46

```

Рис. 2. Конфиг-файл для collectd

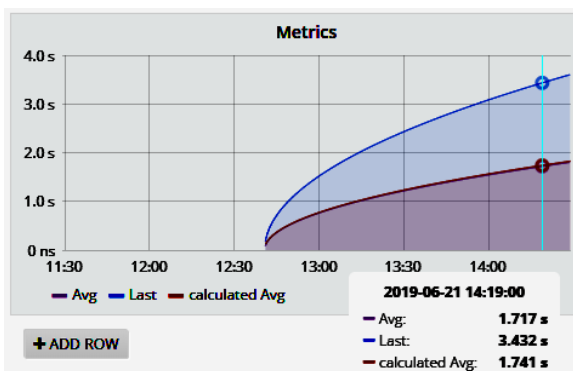


Рис. 3. Визуализация метрик в Grafana

Заключение

Как можно видеть, параметр Avg, полученный из приложения, совпадает с метрикой calculated Avg, которая была рассчитана средствами Grafana. Следует отметить, что среднее

значение, полученное из приложения, и рассчитанное среднее значение практически не отличаются. Из этого следует, что получение метрик из приложения выполняется корректно.

Литература

1. Analysis and Evaluation of Web Application Performance Enhancement Techniques. URL: https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-319-08245-5_3.
2. Web performance testing: Top 12 free and open source tools to consider. URL: <https://techbeacon.com/web-performancetesting-top-12-free-open-source-tools-consider>.
3. Server Virtualization and OS Trends. URL: <https://community.spiceworks.com/networking/articles/2462-Server-virtualization-and-os-trends>.
4. Ботыгин И.А., Каликин К.А. Исследование методов увеличения производительности WEB-приложений // Известия Томского политехнического университета. 2008. Т. 312. № 5. С. 109-114.

Информация об авторах

Барабанов Владимир Федорович – д-р техн. наук, профессор кафедры автоматизированных и вычислительных систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: bvf@list.ru

Донских Андрей Константинович – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: ak_donskikh@mail.ru

Гребенникова Наталия Ивановна – канд. техн. наук, доцент кафедры автоматизированных и вычислительных систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: g-naty@yandex.ru

Кенин Сергей Леонидович – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: sergey.kenin@atos.net

RECEIVING THE JAVA APPLICATION METRICS IN DOCKER CONTAINERS

V.F. Barabanov, A.K. Donskikh, N.I. Grebennikova, S.L. Kenin

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the objects of research are java-application with support of JMX technology, daemon for collecting metrics collectD; Graphite time series storage software, Grafana data analytics and visualization system. The relevance of developing the solution is determined by the fact that web applications currently need to process huge streams of data. To solve this problem, Docker is used. Working with Docker is somewhat different from working with traditional applications, although in the corporate segment, there is a large layer of classic developments. As a result, the development of a solution that will work with classic solutions in Docker containers is currently relevant. The article describes and features java-applications in Docker containers. A solution is proposed for collecting, storing, processing, analyzing and visualizing web application metrics using JMX, Collectd, Grafana and Graphite. It is shown how these components interact with each other. An example of configuring a java application to work with JMX, adding the FastJMX plugin to collectD, as well as settings for Grafana and Graphite are given. The result of the work described in the article is a system that meets all the requirements for systems for storing and analyzing large amounts of data, and has all the advantages of using Docker. The resulting solution will reduce labor costs, and the use of open source software in the development will further reduce the costs of development and subsequent use

Key words: web application, metric collection, data processing, analytics and visualization software

References

1. “Analysis and evaluation of web application performance enhancement techniques”, available at: https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-319-08245-5_3.
2. “Web performance testing: Top 12 free and open source tools to consider”, available at: <https://techbeacon.com/web-performancetesting-top-12-free-open-source-tools-consider>.
3. “Server virtualization and OS trends”, available at: <https://community.spiceworks.com/networking/articles/2462-server-virtualization-andos-trends>.
4. Botygin I.A., Kalikin K.A. “Study of methods for increasing the productivity of WEB applications”, *News of Tomsk Polytechnic University (Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo universiteta)*, 2008, vol. 312, no. 5, pp.109-114

Submitted 03.03.2020; revised 27.03.2020

Information about the authors

Vladimir F. Barabanov, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: bvf@list.ru

Andrey K. Donskikh, Graduate student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: ak_donskikh@mail.ru

Nataliya I. Grebennikova, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: g-naty@yandex.ru

Sergey L. Kenin, Graduate student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: lfgoff@bk.ru

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ТЕРМОМЕХАНИЧЕСКОЙ ДЕСТРУКЦИИ ОБЛУЧЕННЫХ РЕЗИН

С.Л. Подвальный¹, А.А. Хвостов^{1,2,4}, А.В. Карманов¹, Г.С. Тихомиров³, А.П. Попов⁴

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

³Воронежский государственный университет, г. Воронеж, Россия

⁴Воронежский государственный университет инженерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: представлены результаты исследования термомеханической деструкции резин, предварительно подвергнутых воздействию ионизирующего излучения на установке ускоренных электронов дозами 100, 150 и 200 кГр. Термомеханообработку облученных резин на основе бутилкаучука осуществляли в камере роторного вискозиметра в течение 40 минут при температурах 373, 393, 413 К. Предложенный процесс термомеханической деструкции облученных резин обеспечивает более эффективную переработку полимеров и позволяет получить полимерный материал с заданными вязкоупругими свойствами. Установлено, что увеличение дозы обработки бутиловых резин ионизирующим облучением приводит к снижению вязкости по Муни примерно в 2,6-3,9 раз. В ходе исследования процесса проведена оценка влияния температуры и времени термомеханической обработки на изменение вязкости по Муни облученных резин. Предложена математическая модель динамики процесса изменения вязкости по Муни в процессе термомеханообработки облученной резины. С использованием экспериментальных данных измерения вязкости по Муни образцов рассчитаны кинетические характеристики процесса. Установлено, что скорости отдельных стадий процесса определяются условиями облучения исходных образцов и мало зависят от температуры обработки. Анализ результатов моделирования подтвердил адекватность модели, погрешность вычислений не превысила 8 %

Ключевые слова: математическая модель, деструкция, бутилкаучук, вязкость, кинетика

Благодарности: работа выполнена в рамках гранта программы «У.М.Н.И.К-2018», г/к № 14279ГУ/2019 от 10.07.2019 г.

Введение

Интерес многих исследователей [1-3] к проблеме описания процессов, происходящих в полимерах под действием внешних воздействий различной природы, связан, прежде всего, с необходимостью совершенствования технологии получения полимерных композиций, а также возможностью улучшения их технологических свойств за счет регулируемой деструкции полимерной матрицы.

Реакции деструкции полимеров происходят под действием различных внешних факторов - нагревание, механические напряжения, ионизирующие излучения, химические агенты и др., в том числе их комбинации.

При воздействии ионизирующих излучений в полимерах происходят радиационно-химические превращения полимеров (деструкция, сшивание), приводящие к изменению их химического состава и физических свойств. Установлено [4-5], что в бутилкаучуке и резинах на его основе под действием ионизирую-

щих излучений происходит деструкция преимущественно в результате разрыва основной полимерной цепи, приводящая к снижению молекулярной массы (ММ) полимера. При этом одновременно с разрывом основной цепи в резинах на основе бутилкаучука происходит разрушение поперечных межмолекулярных связей [6-8]. Для оценки вязкоупругих свойств полимерной композиции, тесно связанных с ММ, обычно используют значение вязкости по Муни. Показано [9-10], что с увеличением поглощенной дозы наблюдается интенсивное снижение вязкости по Муни облучаемых резин.

Дополнительная механообработка облученных резин на основе бутилкаучука может обеспечить более эффективную деструкцию поперечных связей и получить полимерный материал с заданными вязкоупругими свойствами.

Определяющими факторами процесса механодеструкции являются продолжительность и температура обработки, а также исходная молекулярная масса полимера (или вязкость полимерной композиции). Скорость изменения молекулярной массы обычно довольно велика в

начале процесса, а затем постепенно снижается до достижения некоторого предела. Из уравнения кинетики деструкции [2] следует, что при прочих равных условиях скорость механодеструкции пропорциональна значению исходной молекулярной массы. В работах [11-13] экспериментально обосновано увеличение числа фрагментов макроцепи полимера, образовавшихся в результате деструкции при снижении ММ полимеров.

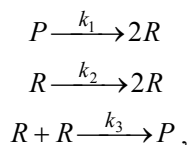
Таким образом, общие теоретические подходы к описанию деструкции полимеров, основанные на анализе влияния различных факторов на кинетику процесса, обуславливают необходимость создания математического аппарата, который позволит описать кинетические особенности и закономерности процесса, предсказать свойства полимера после обработки, а также разработать методы регулирования вязкоупругих свойств эластомеров.

Исследованы свойства резин на основе бутадиена, подвергнутых обработке ускоренными электронами при поглощенной дозе 100, 150 и 200 кГр. Условия облучения: энергия электронов -10 МэВ; ток импульса - 400 мА; среда при обработке – воздух; доза, подаваемая за проход - 10 кГр.

Термомеханообработку облученных резин осуществляли в камере роторного вискозиметра в течение 40 минут при температурах 373, 393, 413 К и оценивали изменение вязкоупругих свойств по показателю вязкости по Муни.

Моделирование процесса

Исходя из предположения, что в процессе термомеханической обработки полимерные молекулы разрушаются по схеме:



где P – текущая массовая доля полимера; R – текущая массовая доля образовавшихся радикалов (фрагментов макромолекул, подвергшихся деструкции),

$$P + R = P_0,$$

где P_0 – исходная массовая доля полимера в облученной резине.

С учетом того, что радикалы образуются из полимера и текущая массовая доля определяется выражением $P(t) = P_0 - R(t)$, уравнение динамики образования радикалов описывается дифференциальным уравнением Бернулли:

$$\begin{cases} \frac{dR(t)}{dt} = k_1[P_0 - R(t)] + k_2R(t) - k_3R^2(t) \\ R(0) = 0 \end{cases} \quad (1)$$

Полученное уравнение имеет несколько решений, из которых, исходя из соображений физического смысла и ограничений на значения параметров $k_1 > 0$, $k_2 > 0$, $k_3 > 0$, выделено одно решение следующего вида

$$R(t) = \frac{-k_1 + k_2 + \sqrt{Q} \cdot \operatorname{tg}\left(-\sqrt{Q} \cdot \frac{1}{2} + \operatorname{arctg}\left(-\frac{k_1 - k_2}{\sqrt{Q}}\right)\right)}{2 \cdot k_3}, \quad (2)$$

где $Q = -k_1^2 + 2k_1k_2 - k_2^2 - 4k_1k_3P_0$

Поскольку $R(t)$ не представляется возможным оценивать в реальных условиях, для характеристики процесса целесообразно использовать косвенный показатель – вязкость по Муни.

При построении модели, описывающей динамику изменения вязкости по Муни приняты следующие допущения:

- исследуемая система состоит из набора элементов, характеризующихся функцией распределения

$$F(x) = \int_0^x \varphi(l) dl,$$

где $\varphi(l)$ – функция плотности распределения;

- изменение системы под воздействием внешних факторов происходит во временной области по следующему закону: единичный элемент системы, характеризующийся параметром x , распадается на два элемента с параметрами l и $(x - l)$ соответственно, где l – равномерно распределенная на $[0, x]$ случайная величина.

Тогда вязкость по Муни полимерной композиции согласно [14] связана с концентрацией радикалов следующими выражениями:

$$M_h(t) = M_h(0) \cdot e^{-\frac{a}{\beta+1} \int_0^t \frac{dR(\gamma)}{P_0}} = M_h(0) \cdot e^{-\frac{aR(t)}{(\beta+1)P_0}}, \quad (3)$$

где β – константа Марка-Куна-Хаувинка, a – константа.

Полученные зависимости (2)-(3) представляют собой математическую модель динамики изменения вязкости по Муни в процессе термомеханообработки облученной резины.

Результаты и их обсуждение

Для оценки параметров модели (2)-(3) проведены экспериментальные исследования изменения M_h облученных резин, полученных при разных дозах облучения, от времени механообработки при разных температурах. Результаты испытаний представлены на рис. 1.

Отмечено, что увеличение дозы обработка бутиловых резин ионизирующим облучением (при дозах облучения 100-200 кГр) приводит к снижению вязкости по Муни примерно в 2,6-3,9 раз (рис. 1, табл. 1).

Известно [15], что вязкость связана с температурой обработки выражением:

$$M_h = A \cdot e^{\frac{E}{RT}}, \quad (4)$$

где A – константа, характеризующая молекулярную структуру полимера, E – энергия активации вязкого течения.

На основе статистического анализа экспериментальных данных (рис. 1) проведена оценка параметров зависимости (4).

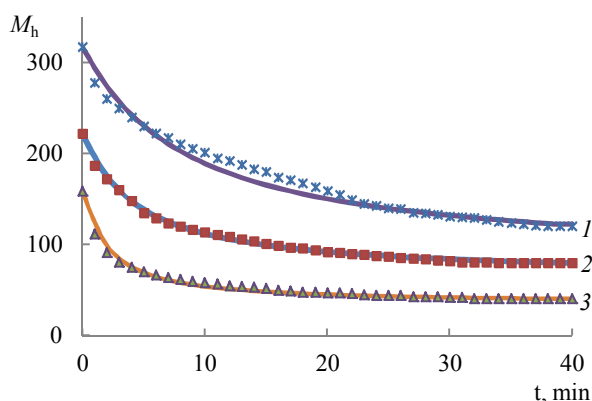


Рис. 1. Изменение вязкости по Муни облученных резин, полученных при дозах 100 кГр (1), 150 кГр (2), 200 кГр (3) в ходе механообработки при температуре 373 К; точки – эксперимент, линия – расчет

Таблица 1
Экспериментальные данные и результаты расчета по зависимости (4)

θ	T	$\eta_{in.}$	$\eta_{ult.}$	$\frac{\eta_{in.}}{\eta_{ult.}}$	$E_{in.}$	$E_{ult.}$	$A_{in.}$	$A_{ult.}$
10	373	317	120	2,64				
0	393	259	98	2,69	11479	11670	7,22	2,57
0	413	218	82	2,67				
15	373	222	79	2,77				
0	393	182	69	2,82	11409	11556	5,18	1,79
0	413			2,87				
		153	54					
	373	159	41	3,87				
20	393	130	33	3,91	11847	11710	3,21	0,86
0	413			3,92				
		108	28					

θ – поглощенная доза, кГр; T – температура обработки, К; $\eta_{in.}$ – начальное значение вязкости, усл. ед.; $\eta_{ult.}$ – конечное значение вязкости, усл. ед.; $E_{in.}$ and $E_{ult.}$ – энергия активации вязкого течения в начале и конце процесса, Дж/моль; $A_{in.}$ and $A_{ult.}$ – значения параметра A в начале и конце процесса.

Установлено, что энергия активации вязкого течения для всех исследуемых образцов является величиной постоянной и не зависит от структуры полимерной матрицы, и математическое ожидание энергии активации равно $M(E)=11,6$ кДж.

Анализ зависимости (3) показал, что представляется возможным оценить динамику изменения массовой доли макрорадикалов в процессе термомеханодеструкции с использованием выражения:

$$R(t) = -\frac{(\beta+1)P_0}{a} \ln\left(\frac{M_h(t)}{M_h(0)}\right). \quad (5)$$

На основе расчетов, полученных с использованием зависимости (5) установлено, что в исследуемом диапазоне температур (373-413 К) изменение массовой доли макромолекул, участвующих в процессе деструкции (распадающихся на макрорадикалы), не зависит от температурного режима обработки облученных резин. В то же время величина поглощенной дозы оказывает существенное влияние на интенсивность образования макрорадикалов.

Зависимость констант скоростей элементарных реакций k_1, k_2, k_3 аппроксимируем линейными функциями вида:

$$k_i = a_i\theta + b_i, (i = \overline{1,3}), \quad (6)$$

где i – порядковый номер константы скорости.

Переписывая уравнение (1) с учетом влияния поглощенной дозы на скорость реакций и заменяя $\frac{a}{\beta+1}$ на a , запишем математическую модель, описывающую динамику изменения вязкости по Муни в процессе термомеханодеструкции облученных резин, в следующем виде:

$$\begin{cases} \frac{dR(t)}{dt} = (a_1\theta + b_1)(P_0 - R(t)) + (a_2\theta + b_2)R(t) - (a_3\theta + b_3)R^2(t) \\ M_h(t) = M_h(0) e^{-\frac{aR(t)}{P_0}} \\ R(0) = 0. \end{cases} \quad (7)$$

В качестве среды моделирования использована интерактивная графическая среда имитационного моделирования MathWorks Simulink™, позволяющая осуществлять исследование, оценку параметров и численное решение уравнений математической модели в рам-

ках одной среды моделирования. Преобразование системы дифференциальных уравнений в структурную Simulink™ модель осуществлялось по методике, представленной в [16]. Для интегрирования системы дифференциальных уравнений использовался метод Рунге-Кутты 4/5 порядка в модификации Дорманда-Принца (функция ode45), а в случае большого разброса в значениях интенсивностей метод конечных разностей переменного порядка в сочетании со схемой обратного дифференцирования (метод Гира функция ode15s) [17].

В качестве критерия оптимизации использовался критерий вида

$$S = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N (M_h^{\text{cal}} - M_h^{\text{exp}})^2 \xrightarrow{a_1, a_2, a_3, b_1, b_2, b_3} \min, \quad (8)$$

где M – число экспериментов; N–число измерений в одном эксперименте.

Для минимизации критерия (8) использовался нелинейный метод наименьших квадратов на основе алгоритма Левенберга-Марквардта [18] из библиотеки Optimization-ToolboxMathWorks™ [19]. Структурная схема математической модели представлена на рис. 2.

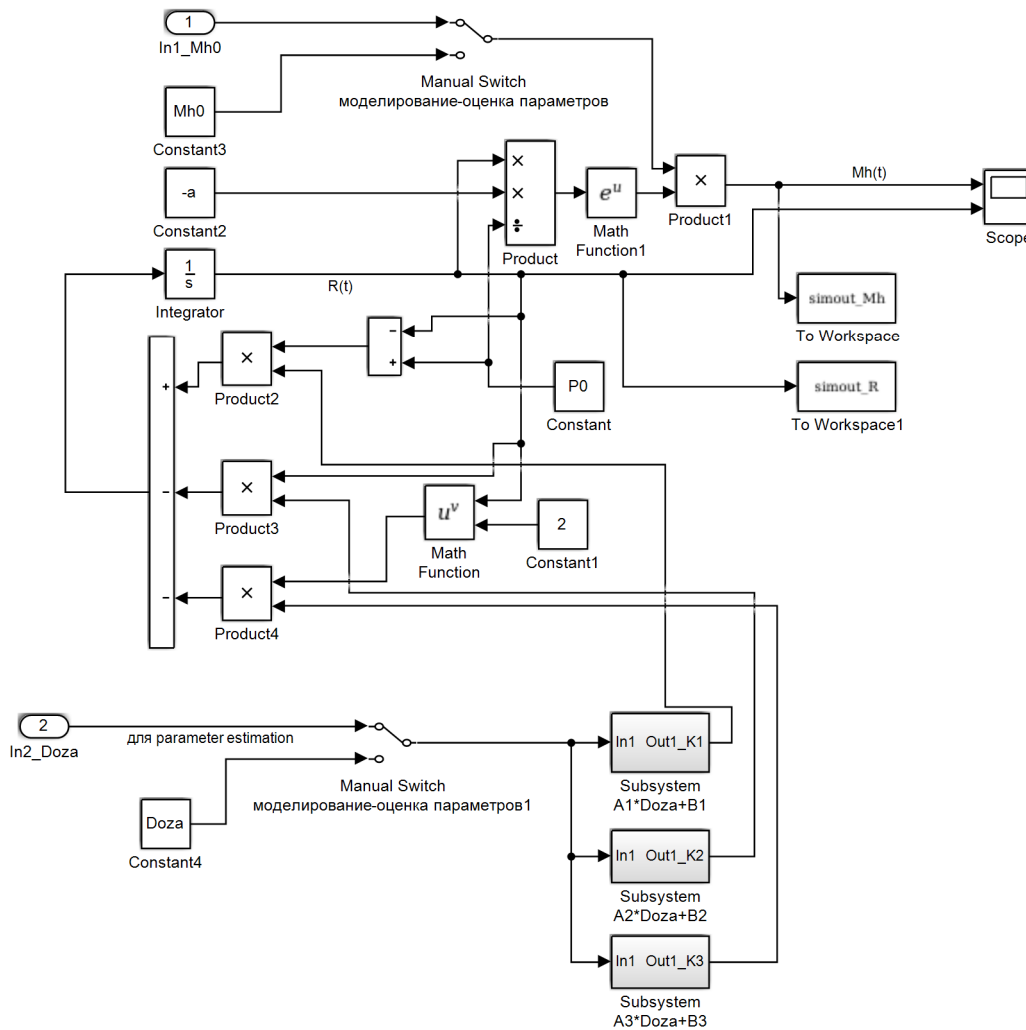


Рис. 2. Структурная схема математической модели процесса деструкции

Графики расчетных и экспериментальных значений представлены на рис. 1. Средняя относительная ошибка расчета составила 7,5%.

Значения найденных параметров модели представлены в табл. 2.

Анализ результатов данных табл. 2 показал, что коэффициенты b_1 и b_3 статистически

незначимы и могут быть исключены из уравнений математического описания.

Таблица 2

Параметры модели (1)

Порядковый номер реакции	a_i	b_i
1	$1,44 \cdot 10^{-3}$	$3,13 \cdot 10^{-8}$
2	$1,11 \cdot 10^{-3}$	$7,68 \cdot 10^{-2}$
3	$6,56 \cdot 10^{-9}$	$7,12 \cdot 10^{-12}$

На рис. 3 представлена зависимость изменения M_h от поглощенной дозы и продолжительности механообработки облученной резины. Данные позволяют прогнозировать вязкоупругие свойства облученных резин, то есть выбирать такую продолжительность механообработки, которая обеспечит требуемый уровень вязкости по Муни облученной резины.

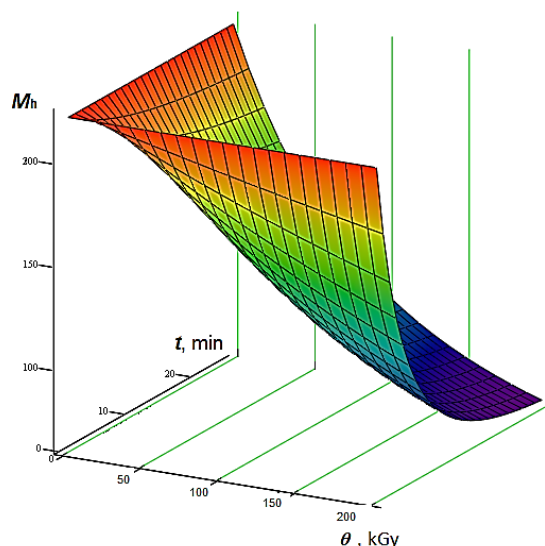


Рис. 3. Зависимость изменения вязкости по Муни резины на основе бутилкаучука от дозы облучения и продолжительности термомеханообработки

Выводы

Исследованы свойства резин на основе бутилкаучука, полученных путем их обработки ионизирующим излучением на установке ускоренных электронов при дозах облучения 100, 150 и 200 кГр. Исследовано влияние температуры и времени термомеханообработки на изменение вязкости по Муни облученных резин.

Получено математическое описание процесса термомеханодеструкции, связывающее вязкоупругие свойства облученных резин с условиями их получения: температурой, продолжительностью механообработки и дозой облучения. Проведена параметрическая идентификация модели, подтверждена ее адекватность, погрешность вычислений по модели составила 7,5 %.

Поступила 02.03.2020; принята к публикации 24.03.2020

Литература

1. Догадкин Б.А., Донцов А.А., Шершнева В.А. Химия эластомеров. М.: Химия, 1981. 374 с.
2. Барамбойм Н.К. Механохимия высокомолекулярных соединений. М.: Химия, 1978. 384 с.
3. Казале А., Портер Р. Реакций полимеров под действием напряжений. Л.: Химия, 1983. 440 с.
4. Бугаенко Л.Т., Кузьмин М.Г., Полак Л.С. Химия высоких энергий. М.: Химия, 1988. 368 с.
5. Assessment on radiochemical recycling of butyl rubber/ T. Zaharescu, C. Cazac, S. Jipa, R. Setnescu // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. 2001. No. B 185. Elsevier, Pp. 360-364.
6. Recycling of gamma irradiated inner tubes in butyl based rubber compounds/ B. Karaağaç, M. Şen, V. Deniz, O. Güven // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. 2007. No. B 265. Elsevier, Pp. 290-293.
7. Radiation degradation of spent butyl rubbers / A.V. Telnov, N.V. Zavyalov, Yu.A. Khokhlov, N.P. Sitnikov, M.L. Smetanin, V.P. Tarantsov, D.N. Shadrin, I.V. Shorikov, A.L. Liakumovich, F.K. Miryasova // Radiation Physics and Chemistry. 2002. No. 63. Pergamon, Pp. 245-248.
8. Хакимулин Ю.Н. Структура, свойства и применение радиационных регенератов резин на основе бутилкаучука: монография, 2010. 188 с.
9. Оценка влияния ионизирующих излучений на вязкоупругие свойства вулканизаторов бутилкаучука/ С.Л. Подвальный, С.Г. Тихомиров, О.В. Карманова, А.А. Хвостов, А.В. Карманов // Известия Российской академии наук. Серия физическая. 2019. Т. 83. № 9. С. 1232-1234.
10. Obtaining and using of reclaimed butyl rubber with the use of ionizing radiation / O.V. Karmanova, S.G. Tikhomirov, S.N. Kayushnikov, etc. // Radiation Physics and Chemistry. 2019. V. 159. Pp. 154-158.
11. Моделирование кинетики термомеханической деструкции аморфных каучуков / С.Г. Тихомиров, О.В. Карманова, И.А. Хаустов, А.А. Хвостов, А.П. Попов, А.М. Скачок // Каучук и резина. 2018. Т. 77. № 4. С. 256-259.
12. Разгон Л.Р., Дроздовский В.Ф. О взаимодействии полимерных радикалов, образующихся при механической деструкции вулканизаторов с акцепторами радикалов // Высокомолекулярные соединения. 1970. Т. 7. № 5. С. 1538-1543.
13. Шутин Ю.Ф., Карманова О.В. Некоторые особенности деструкции и сшивания полидиенов // Каучук и резина. 2012. № 2. С. 19-21.
14. Исследование и моделирование процесса деструкции полимера в массе / С.Г. Тихомиров, С.Л. Подвальный, А.А. Хвостов, О.В. Карманова, В.К. Битюков // Теоретические основы химической технологии. 2018. Т. 52. № 6. С. 83-92.
15. Research into kinetics of radiation destruction of elastomers / S.G. Tikhomirov, O.V. Karmanova, S.L. Podvalny, A.A. Khvostov, A.V. Karmanov // Advanced Materials & Technologies. 2018. No. 2. Pp. 9-17.
16. Herman R. L. Solving Differential Equations Using Simulink. 2017. 83 p.
17. Moler C. B. Numerical Computing with MATLAB. The MathWorks, Inc., Natick, Massachusetts. 2008. 184 p.
18. Branch M.A., Grace A. MATLAB Optimization Toolbox User's Guide. The Mathworks, Inc, Natick, Massachusetts. 1996. 346 p.
19. Messac A. Optimization in Practice with MATLAB. Cambridge University Press. 2015. 30 p.

Информация об авторах

Подвальный Семен Леонидович – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: spodvalny@yandex.ru, тел.: +7(929)011-21-53

Хвостов Анатолий Анатольевич – д-р техн. наук, профессор, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина (398600, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а); Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14); Воронежский государственный университет инженерных технологий (394036, Россия, г. Воронеж, проспект Революции, 19), e-mail: khvtol1974@yandex.ru, тел.: +7(906)581-62-68

Карманов Андрей Викторович – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: andrikar93@yandex.ru, тел.: +7(920)414-39-29

Тихомиров Герман Сергеевич – магистрант, Воронежский государственный университет (394018, Россия, г. Воронеж, Университетская площадь, 1), e-mail: tgs.game@bk.ru, тел.: +7(915)584-75-12

Попов Алексей Петрович – канд. техн. наук, доцент, начальник управления информационных технологий, Воронежский государственный университет инженерных технологий (394036, Россия, г. Воронеж, проспект Революции, 19), e-mail: aleksej_p_91@mail.ru, тел.: +7(473)255-38-56

MATHEMATICAL MODELING OF THERMOMECHANICAL DESTRUCTION OF IRRADIATED RUBBERS

S.L. Podvalny¹, A.A. Khvostov^{1,2,4}, A.V. Karmanov¹, G.S. Tikhomirov³, A.P. Popov⁴

¹**Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia**

²**Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air Academy”, Voronezh, Russia**

³**Voronezh State University, Voronezh, Russia**

⁴**Voronezh State University of Engineering Technologies, Voronezh, Russia**

Abstract: the paper presents the results of a study of the rubber thermomechanical destruction previously exposed to ionizing radiation in electron accelerator at doses of 100, 150 and 200 kGy. Thermomechanical treatment of irradiated rubbers based on butyl rubber was carried out in a rotary viscometer chamber for 40 minutes at temperatures of 373, 393, 413 K. The proposed process of thermomechanical destruction of irradiated rubbers provides a more efficient processing of polymers and allows one to obtain a polymer material with specified viscoelastic properties. We found that an increase in the dose of butyl rubber treatment with ionizing radiation leads to a decrease in the Mooney viscosity by about 2.6-3.9 times. During the process study, we evaluated the influence of temperature and duration of thermomechanical treatment on the change in Mooney viscosity of irradiated rubbers. We proposed a mathematical model of the dynamics of the process of changing the Mooney viscosity during the thermomechanical treatment of irradiated rubber. Using the experimental data for measuring the Mooney viscosity of the samples, we calculated the kinetic characteristics of the process. We found that the rates of individual stages of the process are determined by the irradiation conditions of the initial samples and weakly depend on the processing temperature. Analysis of the simulation results confirmed the adequacy of the model; the calculation error did not exceed 8%

Key words: mathematical model, destruction, butyl rubber, viscosity, kinetics

Acknowledgments: the work was carried out in the framework of the grant of the program “U.M.N.I.K.-2018”, no. 14279GU/2019 dated 10.07.2019

References

1. Dogadkin B. A., Dontsov A. A., Shershnev V. A. “Chemistry of elastomers” (“Khimiya elastomerov”), Moscow, Khimiya, 1981, 374 p.
2. Baramboim N.K. “Mechanical chemistry of macromolecular compounds” (“Mekhanokhimiya vysokomolekulyarnykh soedineniy”), Moscow, Khimiya, 1978, 384 p.
3. Casale A., Porter R. “Reactions of polymers under the action of stresses” (“Reaktsii polimerov pod deystviem napryazheniy”), Leningrad, Khimiya, 1983, 440 p.
4. Bugaenko L.T., Kuz'min M.G., Polak L.S. “Chemistry of high energies” (“Khimiya vysokoykh energiy”), Moscow, Khimiya, 1988, 368 p.
5. Zaharescu T., Cazac C., Jipa S., Set-nescu R. “Assessment on radiochemical recycling of butyl rubber”, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, Elsevier, 2001, no. B 185, pp. 360-364.
6. Karaağaç B., Şen M., Deniz V., Güven O. “Recycling of gamma irradiated inner tubes in butyl based rubber compounds”, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, Elsevier, 2007, no. B 265, pp. 290-293.
7. Telnov A.V., Zavyalov N.V., Khokhlov Yu.A., Sitnikov N.P., Smetanin M.L., Tarantasov V.P., Shadrin D.N., Shorikov I.V., Liakumovich A.L., Miryasova F.K. “Radiation degradation of spent butyl rubbers”, *Radiation Physics and Chemistry*, Pergamon, 2002, no. 63, pp. 245-248.
8. Khakimullin Yu.N. “Structure, properties and application of radiation regenerates rubber compounds based on butyl rubber” (“Struktura, svoystva i primeneniye radiatsionnykh regeneratov rezin na osnove butilkauchuka”), monograph, 2010, 188 p.

9. Podvalnyy S.L., Tikhomirov S.G., Karmanova O.V., Khvostov A.A., Karmanov A.V. "Assessment of the influence of ionizing radiation on the viscoelastic properties of butyl rubber vulcanizates", *Proceedings of the Russian Academy of Sciences. Physical series (Izvestiya Rossiyskoy Akademii nauk. Seriya fizicheskaya)*, 2019, vol. 83, no. 9, pp. 1232-1234.
10. Karmanova O.V., Tikhomirov S.G., Kayushnikov S.N., etc. "Obtaining and using of reclaimed butyl rubber with the use of ionizing radiation", *Radiation Physics and Chemistry*, 2019, v. 159, pp. 154-158.
11. Tikhomirov S.G., Karmanova O.V., Khaustov I.A., Khvostov A.A., Popov A.P., Skachkov A.M. "Modelling the kinetics of thermomechanical destruction of amorphous rubbers", *Caoutchouc and Rubber (Kauchuk i Rezina)*, 2018, vol. 77, no. 4, pp. 256-259.
12. Razgon L.R., Drozdovskiy V.F. "On the interaction of polymer radicals formed during mechanical destruction of vulcanizates with radical acceptors", *High-Molecular Compounds (Vysokomolekulyarniye soyedineniya)*, 1970, vol. 7, no. 5, pp. 1538-1543.
13. Shutilin Yu.F., Karmanova O.V. "Some features of destruction and crosslinking of polydienes", *Caoutchouc and rubber (Kauchuk i rezina)*, 2012, no. 2, pp. 19-21.
14. Tikhomirov S.G., Podvalnyy S.L., Khvostov A.A., Karmanova O.V., Bituykov V.K. "Research and modeling of polymer destruction process in mass", *Theoretical Bases of Chemical Technology (Teoreticheskie osnovy khimicheskoy tekhnologii)*, 2018, vol. 52, no. 6, pp. 83-92.
15. Tikhomirov S.G., Karmanova O.V., Podvalny S.L., Khvostov A.A., Karmanov A.V. "Research into kinetics of radiation destruction of elastomers", *Advanced Materials & Technologies*, 2018, no. 2, pp. 9-17.
16. Herman R.L. "Solving differential equations using Simulink", 2017, 83 p.
17. Moler C.B. "Numerical Computing with MATLAB", The MathWorks, Inc., Natick, Massachusetts, 2008, 184 p.
18. Branch M.A., Grace A. "MATLAB optimization toolbox user's guide", The Mathworks, Inc, Natick, Massachusetts, 1996, 346 p.
19. Messac A. "Optimization in practice with MATLAB", Cambridge University Press, 2015, 30 p.

Submitted 02.03.2020; revised 24.03.2020

Information about the authors

Semyon L. Podvalny, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394016, Russia), e-mail: spodvalny@yandex.ru, tel.: +7 (929) 011-21-53.

Anatoliy A. Khvostov, Dr. Sc. (Technical), Professor, Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces "N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air Academy" (54A, Starykh Bolshevikov str., Voronezh, 398600, Russia), Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394016, Russia), Voronezh State University of Engineering Technologies (19 Revolutsii prospekt, Voronezh, 394036, Russia), e-mail: khvtol1974@yandex.ru, tel.: +7 (906) 581-62-68.

Andrey V. Karmanov, Graduate student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394016, Russia), e-mail: andrikar93@yandex.ru, tel.: +7 (920) 414-39-29.

German S. Tikhomirov, MA, Voronezh State University (1 Universitetskaya square, Voronezh, 394018, Russia), e-mail: tgs.game@bk.ru, tel.: +7 (915) 584-75-12.

Aleksey Popov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State University of Engineering Technologies (19 Revolutsii prospekt, Voronezh, 394036, Russia), e-mail: aleksej_p_91@mail.ru, tel.: +7 (473) 255-38-56.

МНОГОРАЗМЕРНАЯ ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ НА БАЗЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

И.Ю. Галкин¹, А.М. Литвиненко¹, М.А. Чурсин²¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия²Российский экономический университет имени Г.В. Плеханова, Воронежский филиал, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается математическая модель воспроизведения движения объекта-оригинала в концепции унификации и прогрессивного развития самой модели, как следствие многомерного роста. Анализируются гармонические особенности объекта исследования. Решаемая проблема представляет собой создание модели, которая позволяет воссоздать и прогнозировать стохастичность данных, полученных эмпирическим путём в рамках натуральных экспериментов посредством алгоритмов идентификации, определённых категорией объектов описания. Разработана методика моделирования траекторий, включающая алгоритмы обучения и проверки адекватности, с учетом кусочно-гармонических составляющих исследования на основе численных методов и методов идентификации. Разработан алгоритм численной оптимизации параметров функций активаций, характеризующийся использованием кусочно-линейных гармонических функций и позволяющий реализовать возможность формирования траектории движения объекта. Предложен алгоритм проверки адекватности математической модели, основанный на реализации процедуры обработки результатов натурального эксперимента, отличающийся применением метода интерполяции кубическим сплайном и позволяющий определять наилучшие параметры на входе ИНС и отражать предметные особенности гармонического характера. Раскрыта специфика данной модели, которую можно считать возможностью многомерного роста числа нейронов, что, в свою очередь, позволяет проводить формализацию процессов более глубокого описания

Ключевые слова: многомерность, аналитическая модель, нейронная сеть, многомерный рост, скрытые процессы

Введение

Разработка аналитической модели воспроизведения движения объекта-оригинала обусловлена понижением размерности исходной функции. Для этого используются результаты аппроксимаций траекторий движения нелинейными гармоническими функциями, позволяющими оценить ошибки отклонения.

На многомерном объекте в наиболее динамичных местах выбираются базисные точки. В силу сложности траектории движения, описываемую трехмерным объектом, введем для базисных точек функцию $f_1(x(t), y(t), z(t))$, а для углов между отрезками, соединяющими базисные точки, $f_2(\alpha(t), \beta(t), \gamma(t))$.

Обозначив вектором $\vec{\varepsilon}$ перемещения l, m, n и углы поворота α, β, γ (по плоскостям), изменяющиеся с течением времени, а также учитывая поправки к ним при понижении размерности, получим:

$$\vec{\varepsilon} = \vec{f}_{\varepsilon} + \vec{r}_{\varepsilon}, \quad (1)$$

где $\vec{\varepsilon}$ – вектор изменений для понижения размерности, \vec{f}_{ε} – вектор главной компоненты изменений $\vec{\varepsilon}$, \vec{r}_{ε} – вектор поправок.

Описание вектора изменений $\vec{\varepsilon}$ укладывается в модель двухслойной нейронной сети прямого распространения, которая имеет возможность аппроксимации многомерной непрерывной функции (теорема Фуннахаши) [2].

Постановка задачи

На вход сети подаются начальные значения координат и углов базисных точек. Функциями активации служит набор функции вектора \vec{f}_{ε} . Стоит отметить, что сумматоры весов необходимы для длительного перемещения, так как высокая точность аппроксимации исходной траектории достигается для конкретных граничных условий. На выходе сети формируется набор координат и углов, который отражает искомое положение объекта.

Нейроны первого слоя изменяют сигнал в соответствии с уравнением функции активации:

$$f_{\varepsilon}(t) = e^{-nt} \left(A \sin \lambda t + B \cos \lambda t - \frac{2qpn}{(\omega^2 - p^2) + 4p^2 n^2} \cos pt + \frac{q(\omega^2 - p^2)}{(\omega^2 - p^2)^2 + 4p^2 n^2} \sin pt \right), \quad (2)$$

$f_{\varepsilon}(t)$ – любая из функций вектора \vec{f}_{ε} . Члены выражения описывают колебания: затуха-

ющее с частотой $\lambda = \sqrt{\omega^2 - n^2}$ и вынужденные колебания, вызванные периодическими внешними воздействиями и не затухающие со временем с периодом возмущающей силы и пропорциональной ей амплитуде, как зависимость отношения периода T собственных и периодом T_1 возбуждающей силы колебаний. $n = h_{np}/2m_{np}$, где h - коэффициент вязкого сопротивления [3].

Функция активации (2) является ключевой для описания траектории базисной (мате-

риальной) точки и выбирается в зависимости от подкласса гармонических изменений. Однако чтобы индивидуальность траекторий движения многомерного объекта была отражена полностью, необходимо учесть поправки уравнения (1). Для эффективности применения на практике математического представления (2) рационально использовать нейронную сеть, позволяющую индивидуализировать общее описание каждой составляющей вектора $\vec{\varepsilon}$.

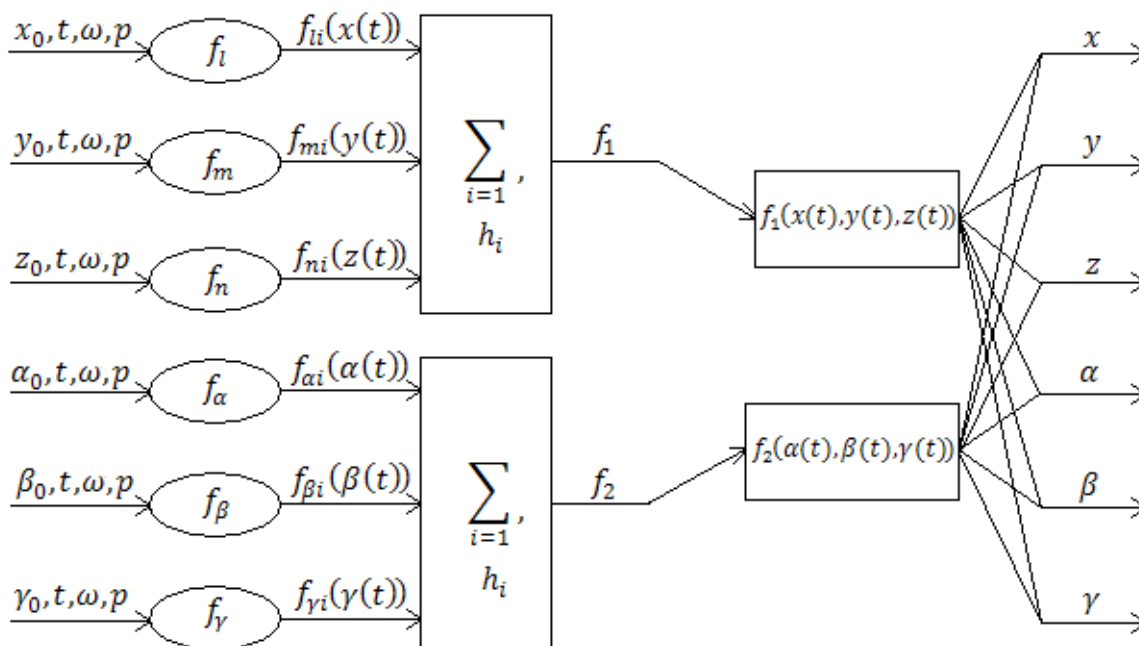


Рис. 1. Двухслойная нейронная сеть прямого распространения как модель воспроизведения траектории движения многомерного объекта

Нейроны второго слоя представляют собой уравнение (1), где учтены поправки к функциям изменений углов и координат. Поправки определяются как разность результатов аппроксимации и выходного сигнала сети.

Модель, отражающая индивидуальные характеристики выбранного объекта, с 6-ю степенями свободы представлена на рис. 1, где $f_l, f_m, f_n, f_\alpha, f_\beta, f_\gamma$ - нейроны входного изменения сигналов.

Разделив вектор $\vec{\varepsilon}$, на функции, получим общее описание вида:

$$\varepsilon(t) = \sum_i f_\varepsilon(t) + \tau(t) - \sum_i F_{\varepsilon i}(t). \quad (3)$$

В уравнении (3) $\varepsilon(t)$ - любая из функций изменения вектора $\vec{\varepsilon}$, $\sum_i f_\varepsilon(t)$ - сумматор основной составляющей функции, описывающейся уравнением (2) на интервале $[l1, l2]$; $\tau(t) - \sum_i F_{\varepsilon i}(t)$ - член, определяющий поправ-

ку вектора $\vec{\varepsilon}$, где $\tau(t)$ - данные входного слоя, а $\sum_i F_{\varepsilon i}(t)$ - совокупность аппроксимированных данных, как аналитическое выражение входного слоя на интервалах $[l1, l2]$ $\tau(t)$. [1]

Методы исследования

Ключевым моментом является аналитическое выражение функций вектора $\vec{\varepsilon}$, которое позволит прогнозировать развитие вычислительного эксперимента. Эти выражения определяются путём аппроксимации рядом Фурье входных сигналов нейромодели [2, 4].

Для проверки адекватности модели, а также интервального анализа, производятся аппроксимации данных вычислительного эксперимента на отрезке $[l1, l2]$ рядом Фурье:

$$f(t) = \frac{1}{2L} \int_{l1}^{l2} f_\varepsilon(t) dt +$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{L} \int_{l_1}^{l_2} f_{\varepsilon}(t) \cos\left(\frac{n\pi t}{L}\right) dt \cos\left(\frac{n\pi t}{L}\right) + \frac{1}{L} \int_{l_1}^{l_2} f_{\varepsilon}(t) \sin\left(\frac{n\pi t}{L}\right) dt \sin\left(\frac{n\pi t}{L}\right) \right)$$

где $L=(l_2-l_1)/2$, $f_{\varepsilon}(t)$ – любая из функций перемещения или угла. Особенность данной аппроксимации заключается в том, что полу-

ченная аналитическая зависимость сходится только на интервале интегрирования от l_1 до l_2 [2].

Так на симметричном интервале от 10π до 12π ряд длиной в пять членов для углов α, β, γ и координат l, m, n в Mathcad графики будут иметь вид, показанный на рис. 2.

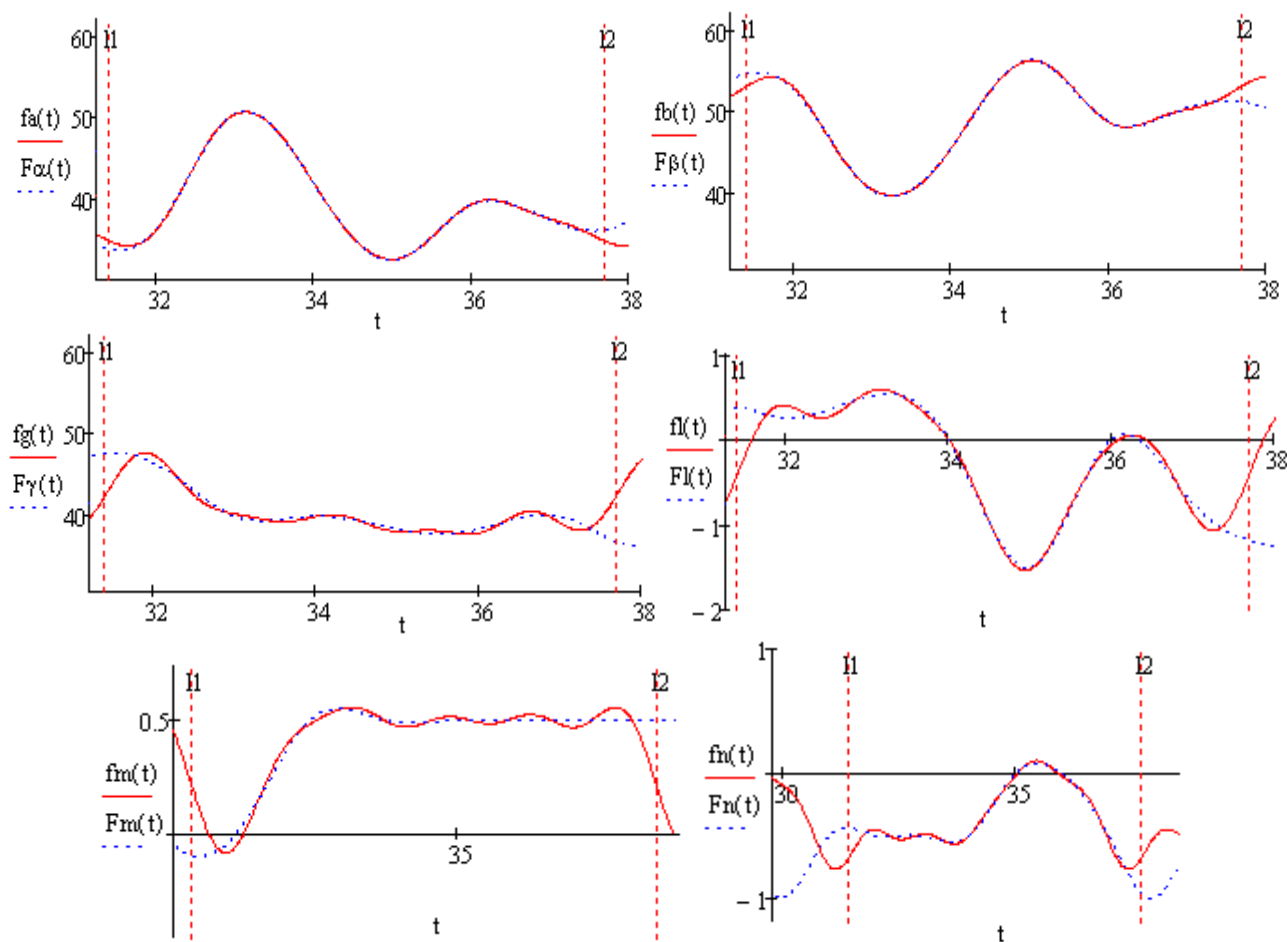


Рис. 2. Результат аппроксимаций

Анализ поведения смещений и углов

Для того чтоб лучше осмыслить поведение вектора $\vec{\varepsilon}$, рассмотрим изменения их состояний с течением времени.

Фазовый портрет изменения углов α, β, γ и смещений l, m, n на плоскости (учёт скорости) показан на рис. 3.

Судя по фазовым портретам, можно сказать, что изменения состояний вектора $\vec{\varepsilon}$ под-

чиняются гармоническим законам кинематики, что говорит о сложности траекторий, описываемых многомерным объектом.

Проанализируем поведение вектора $\vec{\varepsilon}$ с учётом изменения ускорения. Для этого построим фазовый портрет состояний в пространстве (ускорение, скорость, положение).

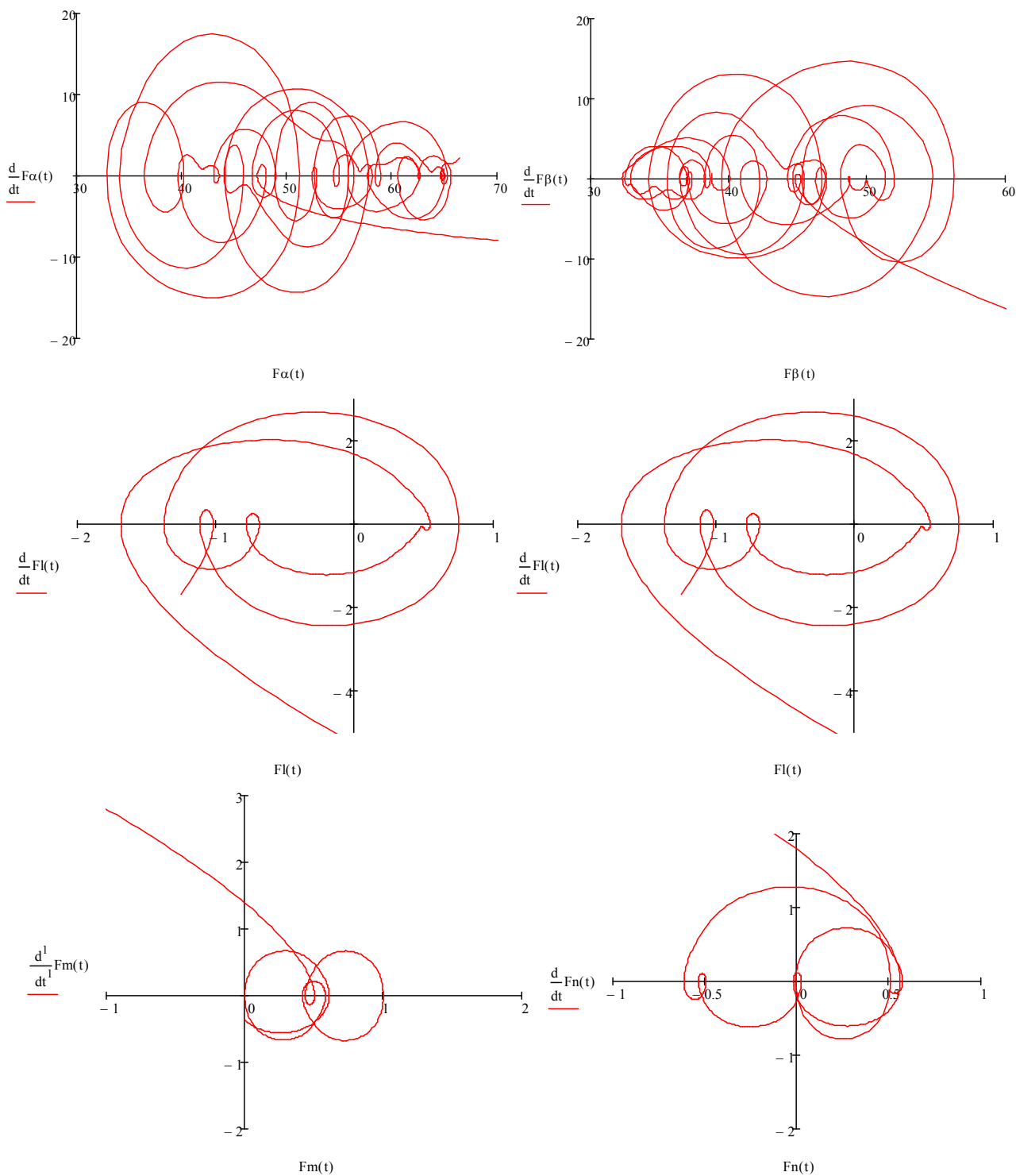


Рис. 3. Фазовый портрет изменения вектора $\vec{\varepsilon}$ на плоскости

Фазовый портрет изменения углов α, β, γ и смещений l, m, n в пространстве (учёт ускорения) показан на рис. 4.

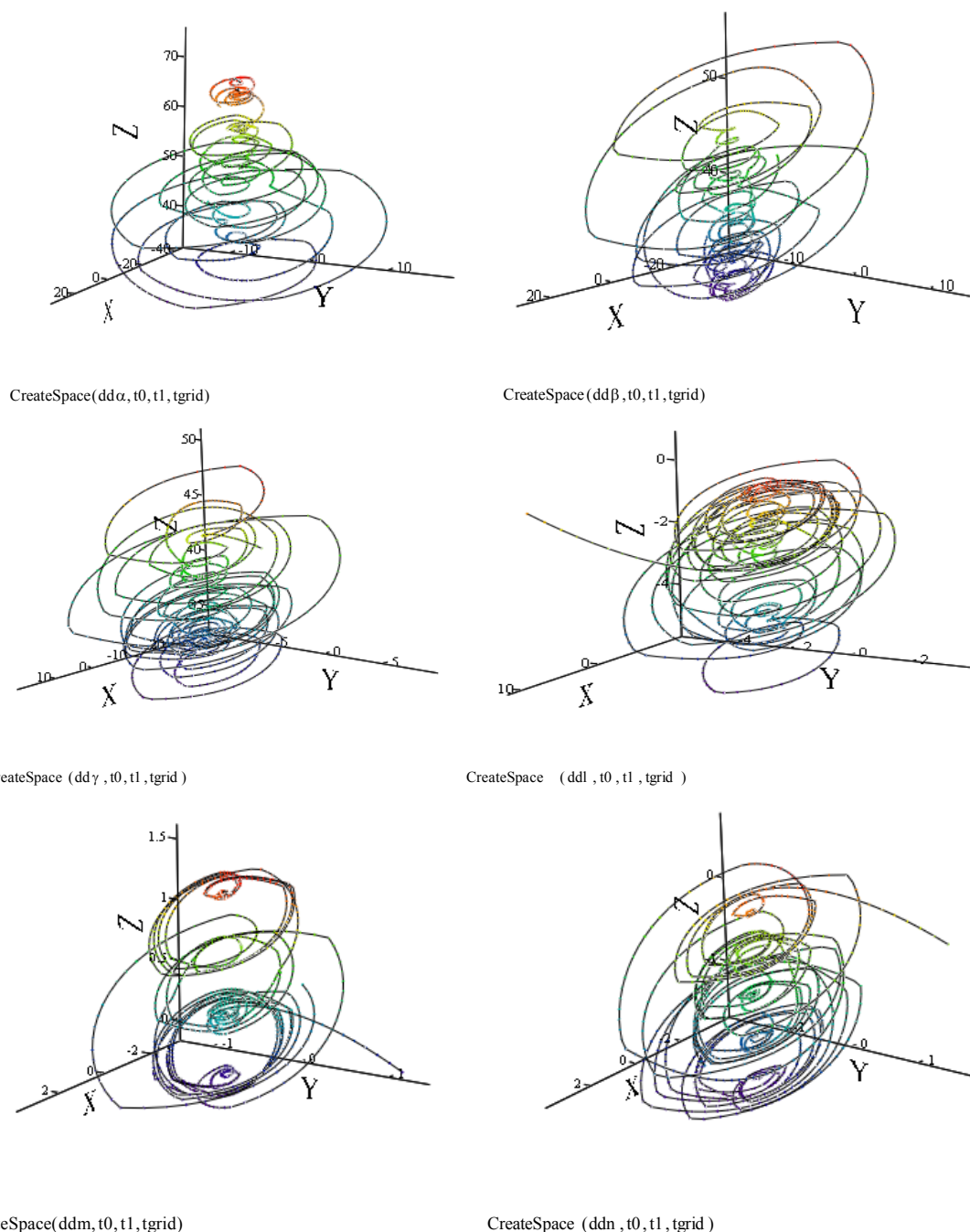


Рис. 4. Фазовый портрет изменения вектора $\vec{\varepsilon}$ в пространстве

По фазовым портретам вектора $\vec{\varepsilon}$ можно сказать, что изменение ускорения при переходе от одного положения многомерного объекта к другому также изменяется по гармоническому закону, так как вторая производная от синуса - синус. Рис. 2, 3 говорят о нелинейности системы, что объясняется выбранной функцией активации для рассматриваемого объекта анализа. Стоит отметить, что поправки параметров $r_l(t), r_m(t), r_n(t), r_\alpha(t), r_\beta(t), r_\gamma(t)$ включены в искомые функции, так как данные вычислительного эксперимента были проинтер-

полированы, а функционирование системы априори включает данное воздействие. Исходя из фазовых портретов параметров, можно заключить, что поправки также подчиняются гармоническим законам.

Настройка весов нейронной сети представляет собой выделение наилучших параметров уравнения (2), т.е. корректировку математической модели. Для настройки весов отсеиваются поправки, удовлетворяющие условию [5]:

$$\sum_{i=1}^s |f_{\varepsilon_i} - \varepsilon_i|^2 \rightarrow \min.$$

Алгоритм настройки весов ИНС для поправок вектора $\vec{\varepsilon}$, как выбор наилучших данных входного слоя, показан на рис. 5 [1].

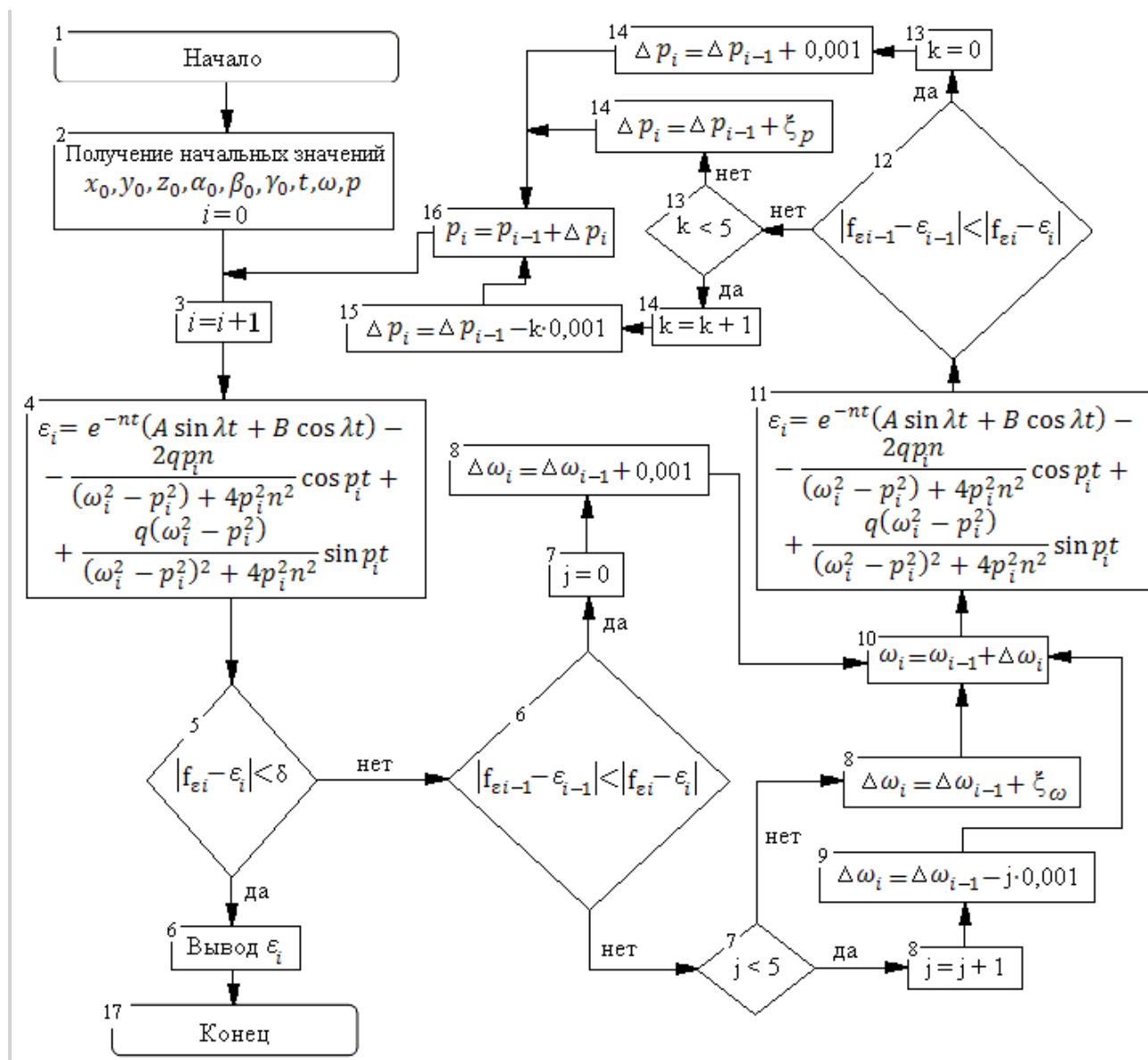


Рис. 5. Алгоритм настройки весов ИНС для поправок вектора $\vec{\varepsilon}$

Алгоритм настройки весов ИНС для поправок вектора $\vec{\varepsilon}$ не попадает в стандартные пакеты по обучению сети, так как классом объектов являются стохастические модели, и будет строиться для каждого примера индивидуально.

Заключение

Характерной особенностью данной модели можно считать возможность многомер-

ного роста числа нейронов, что дает возможность проводить формализацию процессов более глубокого описания. Наглядно это можно продемонстрировать путём добавления ещё одного нейрона – рис. 6, что для конкретной модели позволит говорить о последующей производной, которая описывается физической величиной – силой. Для более сложных систем такая модель позволит характеризовать скрытые процессы.

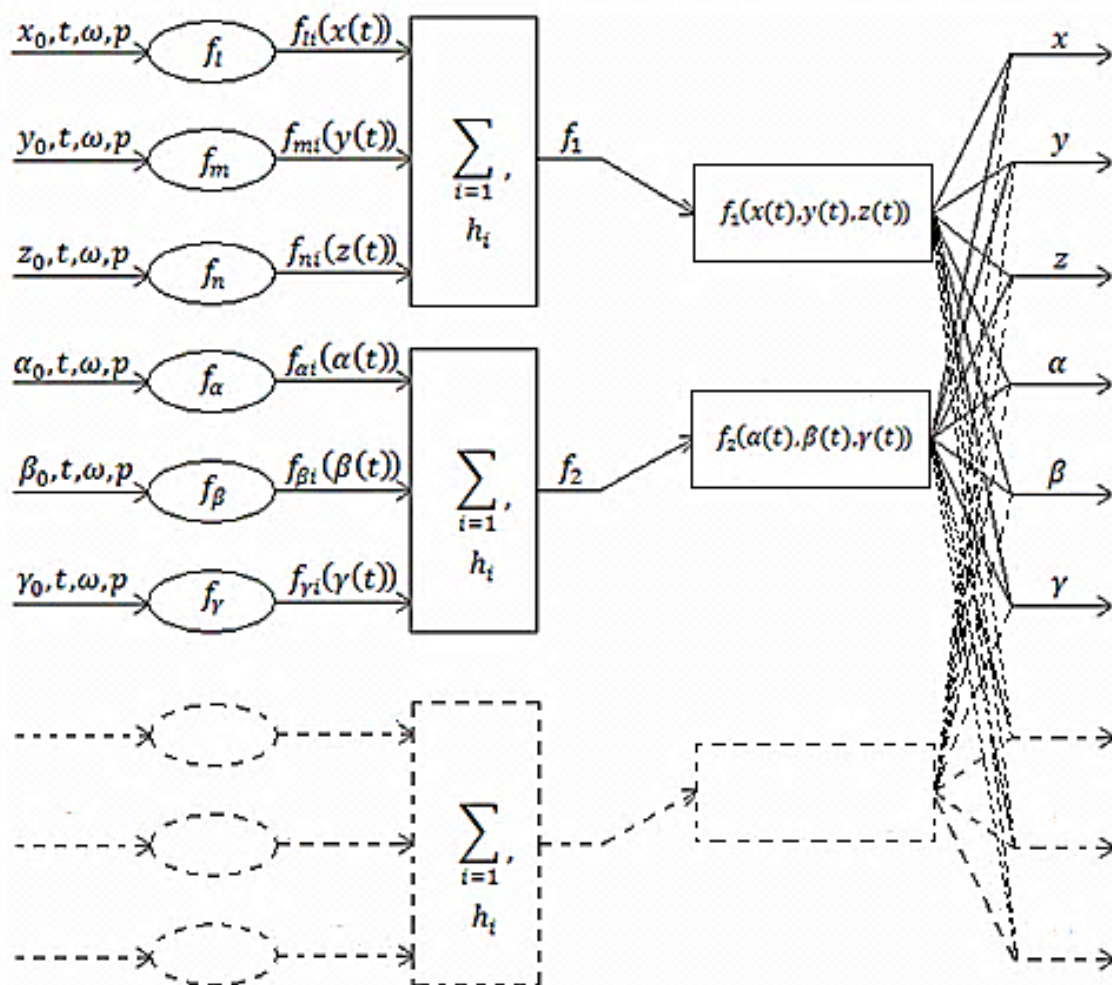


Рис. 6. Пример роста модели путём увеличения размерности

Литература

1. Галкин И.Ю., Литвиненко А.М. Модификация модульно-геометрического подхода для объекта, движущегося по траектории // Электротехнические комплексы и системы управления. 2015. № 4. С. 38-41.
2. Галкин И.Ю., Литвиненко А.М. Качественная оценка модели построения траектории по координатам в пространстве // Новые технологии в научных исследованиях, проектировании, управлении, производстве: тр. Всерос. конф. Воронеж: ФГБОУ ВПО ВГТУ, 2015. С. 159-160.
3. Галкин И.Ю. Образующая траектория поверхности, построенная модификацией модульно-геометрического подхода // Евразийский союз ученых. 2016. № 2 (23). Ч. 4. С. 40-44.
4. Залманзон Л.А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. М.: Наука, 1989. 496 с.
5. Ньейн Эй. Нейронная сеть для распознавания изображения // Научная сессия МИФИ-2005: сб. науч. тр. В 15 т. Т.14: Конференция «Молодежь и наука». Компьютерные науки. Информационные технологии. М.: МИФИ, 2005.

Поступила 28.02.2020; принята к публикации 25.03.2020

Информация об авторах

Галкин Игорь Юрьевич - аспирант кафедры электропривода, автоматике и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: galkiniy@bk.ru

Литвиненко Александр Михайлович - д-р техн. наук, профессор кафедры электропривода, автоматике и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: eaunts@yandex.ru

Чурсин Михаил Александрович – канд. техн. наук, доцент кафедры информационных технологий в экономике, Воронежский филиал ФГБОУ ВО «РЭУ им. Г.В. Плеханова» (394030, г. Воронеж, ул. Карла Маркса, 67А), e-mail: chur1951@yandex.ru

MULTI-DIMENSIONAL SIMULATION MODEL ON THE BASIS OF NEURAL NETWORK

I.Yu. Galkin¹, A.M. Litvinenko¹, M.A. Chursin²

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²Russian University of Economics named after G.V. Plekhanov, Voronezh branch, Voronezh, Russia

Abstract: the article considers the mathematical model of reproducing the movement of the original object in the concept of unification and progressive development of the model itself as a result of multi-dimensional growth. The harmonic features of the object of study are analyzed. The problem that needs to be solved is the creation of a model that allows you to recreate and predict the stochasticity of data obtained empirically in the framework of field experiments using identification algorithms defined by the category of description objects. A methodology for modeling trajectories was developed, including an algorithm for training and checking the adequacy, taking into account the piecewise-harmonic components of the study based on numerical and identification methods. An algorithm for the numerical optimization of the parameters of the activation functions was developed, which differs in the use of piecewise-linear harmonic functions and allows one to realize the possibility of forming the trajectory of the object. An algorithm is proposed for checking the adequacy of the mathematical model, based on the implementation of the procedure for processing the results of a full-scale experiment, characterized by the use of the cubic spline interpolation method and allowing one to determine the best parameters at the input of the ANN and reflect the specific features of a harmonic nature. A feature of this model, which can be considered, is the possibility of a multidimensional increase in the number of neurons, which in turn allows us to formalize the processes of a deeper description

Key words: multidimensionality, analytical model, neural network, multidimensional growth, hidden processes

References

1. Galkin I.Yu., Litvinenko A.M. "Modification of the modular-geometric approach for an object moving along a trajectory", *Electrotechnical Complexes and Control Systems (Elektrotehnicheskie komplekсы i sistemy upravleniya)*, Voronezh, 2015, no. 4, pp. 38-41.
2. Galkin I.Yu., Litvinenko A.M. "Qualitative assessment of the model for constructing a trajectory by coordinates in space", *Proc. of the All-Russian Conf.: New Technologies in Scientific Research, Design, Management, Production (Novye tekhnologii v nauchnykh issledovaniyakh, proektirovani, upravlenii, proizvodstve: tr. Vseros. konf.)*, VSTU, 2015, pp. 159-160
3. Galkin I.Yu. "The generatrix trajectory of the surface, constructed by a modification of the modular-geometric approach", *Eurasian Union of Scientists (Evraziyskiy soyuz uchenykh)*, 2016, no. 2 (23), part 4, pp. 40-44.
4. Zalmanzon L.A. "Fourier, Walsh, Haar transformations and their application in management, communications and other fields" ("Preobrazovaniya Fur'e, Uolsha, Khaara i ikh primeneniye v upravlenii, svyazi i drugikh oblastiakh"), Moscow, Nauka, 1989, 496 p.
5. Nyane Hey "Neural network for image recognition", *Scientific Session MEPhI-2005. Collection of Scientific Papers. In 15 volumes. Conference "Youth and Science". Computer Science. Information Technology (Nauchnaya sessiya MIFI-2005: sb. nauch. tr. v 15 t. T.14: Konferentsiya «Molodezh' i nauka». Komp'yuternye nauki. Informatsionnye tekhnologii)*, Moscow, 2005, vol.14.

Submitted 28.02.2020; revised 25.03.2020

Information about the authors

Igor' Yu. Galkin, Graduate Student, Voronezh State Technical University (14, Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: galkiniy@bk.ru

Aleksandr M. Litvinenko, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14, Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: eayts@yandex.ru

Mikhail A. Chursin, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh branch of Russian University of Economics named after G.V. Plekhanov (67A Karl Marx st., Voronezh 394030, Russia), e-mail: chur1951@yandex.ru

БИЛИНЕЙНЫЕ ОКРЕСТНОСТНЫЕ СИСТЕМЫ С НЕЧЁТКИМИ СВЯЗЯМИ

А.Г. Ярцев

Липецкий государственный технический университет, г. Липецк, Россия

Аннотация: изучаются билинейные окрестностные системы с нечеткими связями по состояниям, по управлениям и по билинейным слагаемым состояния и управления. Показано формирование матрицы смежности билинейной окрестностной модели. В качестве примера выступает билинейная модель с четырьмя узлами. Рассматривается задача определения компенсирующих приращений параметра управления для стабилизации системы вблизи номинального режима. Для существования компенсирующих приращений должно выполняться условие: количество искомым значений приращений должно быть больше либо равно количеству уравнений. Расширить возможности стабилизации номинального режима позволяет введение коэффициента окрестностной нечёткости. Данный коэффициент можно интерпретировать как коэффициент интенсивности связей между узлами системы. Коэффициенты нечеткости считаются динамическими, то есть могут менять своё значение в процессе работы системы и рассматриваются как дополнительные управляющие переменные. Исходя из этого линейная часть исходной (четкой) системы становится билинейной, а билинейная - трилинейной. Обсуждается задача стабилизации системы вблизи номинального режима при использовании только динамических коэффициентов нечеткости и при использовании этих коэффициентов совместно с остальными управляющими переменными

Ключевые слова: окрестностные системы, нечеткие связи, окрестностная нечёткость, динамическая нечёткость, номинальные режимы, стабилизация

Благодарности: исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Липецкой области в рамках научного проекта 19-48-480007 p_a

Введение

Ранее, в работах [1,2] рассматривалась процедура пропорциональной стабилизации (П-стабилизации) номинального режима *линейной* окрестностной модели за счёт компенсирующих приращений параметра управления. Стабилизация, которая компенсировала бы отклонения параметров состояния от номинальных значений, в общем случае, не всегда возможна, так как размерность параметра управления должна быть не меньше числа уравнений.

Расширить возможности для стабилизации номинального режима позволяет введение динамического коэффициента окрестностной нечёткости.

В данной работе рассматриваются *билинейные* окрестностные модели с нечёткими связями. Коэффициенты окрестностной нечёткости выступают в роли дополнительных управляющих параметров, в результате чего линейная часть исходной (чёткой) системы становится билинейной, а билинейная часть – трилинейной.

Обсуждается задача стабилизации системы вблизи номинального режима в различных условиях: при использовании только параметров управления; при использовании только ди-

намических коэффициентов окрестностной нечёткости, при использовании динамической нечёткости только в связях по состояниям и так далее.

Билинейная окрестностная модель

Напомним [3], что окрестностная модель Ω состоит из узлов и связей (дуг) между ними, при этом каждый узел содержит параметры состояния и, кроме того, может содержать параметры управления. Связи могут быть двух видов: по состоянию и по управлению, при этом направление связей указывает на влияние, по состоянию или по управлению, начального узла на конечный.

Матрица смежности билинейной окрестностной модели Ω имеет вид (1):

$$\Omega = \begin{bmatrix} K_{n_x \times n_x} & L_{n_x \times n_v} & M_{n_x \times (n_x \times n_v)} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где n_x – количество параметров состояния, соответствующее количеству узлов в системе n ; n_v – количество узлов, содержащих параметры управления.

Нули в матрицах K , L , M соответствуют отсутствию дуг (или пар дуг), единицы – наличию дуг (или пар дуг). Единицы в дальнейшем будут преобразованы в коэффициенты динамической нечеткости.

Неявная статическая билинейная окрестностная система, соответствующая окрестностной модели Ω , имеет вид (2):

$$A \cdot X + B \cdot V + X^T \cdot C \cdot V = 0, \quad (2)$$

где произведение $X^T \cdot C \cdot V$ понимается следующим образом (3):

$$X^T \cdot C \cdot V = X^T \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \dots \\ C_{n_x} \end{bmatrix} \cdot V = \begin{bmatrix} X^T \cdot C_1 \cdot V \\ X^T \cdot C_2 \cdot V \\ \dots \\ X^T \cdot C_{n_x} \cdot V \end{bmatrix}, \quad (3)$$

X^T – транспонированная матрица параметров состояния, V – матрица параметров управления, C – блочная матрица коэффициентов, стоящих перед билинейными слагаемыми. Матрица C состоит из матриц $C_i, i=1, \dots, n_x$, соответствующих коэффициентам билинейной части уравнения для узла i .

Пример. Рассмотрим окрестностную модель, состоящую из 4-х узлов, для скалярного случая. На рис. 1, 2 представлены графы окрестностной модели по состояниям и управлениям.

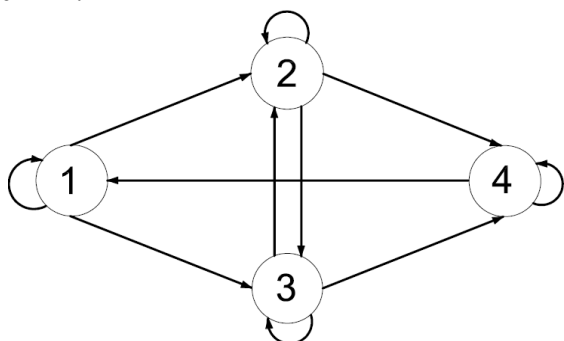


Рис. 1. Граф окрестностной модели по состояниям

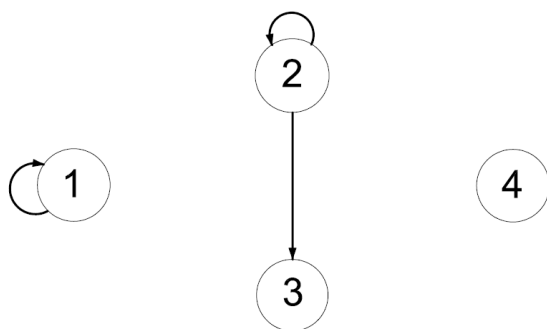


Рис. 2. Граф окрестностной модели по управлениям

Исходя из графов окрестностной модели, можно записать матрицы K и L матрицы смежности Ω (табл. 1, 2).

Матрица M является блочной и состоит из n_x матриц размерности $n_x \times n_v$. Для четкой били-

нейной системы матрица M_i определяется как произведение транспонированной i -й строки матрицы K на i -ю строку матрицы L , т.е. $M_i = K_i^T \cdot L_i$. Ненулевые элементы (j, k) такой матрицы соответствуют наличию пар дуг для i -го узла: от j -го узла по состоянию и от k -го узла по управлению.

Таблица 1

Матрица $K_{n_x \times n_x}$

		параметры			
		X ₁	X ₂	X ₃	X ₄
узлы	1	1	0	0	1
	2	1	1	1	0
	3	1	1	1	0
	4	0	1	1	1

Таблица 2

Матрица $L_{n_x \times n_v}$

		параметры			
		V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
узлы	1	1	0	0	0
	2	0	1	0	0
	3	0	1	0	0
	4	0	0	0	0

Матрица смежности Ω для представленной билинейной окрестностной модели примет вид:

		параметры						
		X ₁	X ₂	X ₃	X ₄	V ₁	V ₂	X·V
узлы	1	1	0	0	1	1	0	M ₁
	2	1	1	1	0	0	1	M ₂
	3	1	1	1	0	0	1	M ₃
	4	0	1	1	1	0	0	M ₄

Далее теоретические рассуждения будут поясняться на данном примере.

Стабилизация с помощью параметров управления

Предполагается, что для проведения идентификации был задан номинальный режим работы системы X_0, V_0 и по этим значениям были получены значения коэффициентов модели a_{ij}, b_{ij} и c_{ijk} . Рассмотрим задачу стабилизации номинального режима (например, возвращение системы в состояние устойчивого равновесия – нулевой минимум [4]), когда имеются отклонения значений параметров состояния ΔX , которые необходимо компенсировать с помощью приращения параметров управления ΔV .

Билинейная окрестностная система (2) с учётом отклонений значений параметров от номинального режима примет вид (4):

$$A \cdot (X_0 + \Delta X) + B \cdot (V_0 + \Delta V) + (X_0^T + \Delta X^T) \cdot C \cdot (V_0 + \Delta V) = 0 \quad (4)$$

Линеаризация системы (4) вблизи номинального режима приводит к выражению вида (5):

$$A \cdot X_0 + A \cdot \Delta X + B \cdot V_0 + B \cdot \Delta V + X_0^T \cdot C \cdot V_0 + X_0^T \cdot C \cdot \Delta V + \Delta X^T \cdot C \cdot V_0 + \Delta X^T \cdot C \cdot \Delta V = 0 \quad (5)$$

Из условия идентификации для номинального режима получаем выражение (6):

$$A \cdot X_0 + B \cdot V_0 + X_0^T \cdot C \cdot V_0 = 0. \quad (6)$$

Слагаемое высшего порядка малости:

$$\Delta X^T \cdot C \cdot \Delta V \approx 0$$

Система линейных уравнений для определения компенсирующих приращений параметров управления (7):

$$A \cdot \Delta X + B \cdot \Delta V + X_0^T \cdot C \cdot \Delta V + \Delta X^T \cdot C \cdot V_0 = 0 \quad (7)$$

$$A \cdot \Delta X + \Delta X^T \cdot C \cdot V_0 + (B + X_0^T \cdot C) \cdot \Delta V = 0$$

Значения компенсирующих приращений параметров управления находим, подставляя в формулу (7) $-\Delta X$ вместо ΔX . Получаем выражение (8):

$$\Delta V = (B + X_0^T \cdot C)^+ \cdot [A \cdot \Delta X + \Delta X^T \cdot C \cdot V_0]. \quad (8)$$

Для существования компенсирующих приращений, полученное псевдорешение должно быть настоящим решением, то есть, в общем случае, должно выполняться условие: количество искомых значений приращений больше либо равно количеству уравнений. Это соответствует ситуации, когда система для определения приращений является недоопределённой или определённой.

Для рассмотренного выше примера данное условие не выполняется, поскольку имеется только два параметра управления и четыре уравнения.

Стабилизация с помощью коэффициентов нечёткости

Для решения проблемы невозможности стабилизации номинального режима предложено ввести динамический коэффициент окрестностной нечёткости. Данный коэффициент можно интерпретировать как коэффициент интенсивности связей между узлами системы [5-

9] и, в общем случае, он изменяется в диапазоне от 0 до 1 [4, 10]. Введение коэффициента окрестностной нечёткости подразумевает замену единиц в матрице смежности (структуры) на значение k_{ij} , l_{ij} , m_{ijk} соответственно.

В примере матрицы K и L , с учётом введения коэффициента динамической окрестностной нечёткости, примут вид, показанный в табл. 3 и 4.

Таблица 3

Матрица $K_{n_x \times n_x}$ с коэффициентом динамической

		окрестностной нечёткости параметры			
		X ₁	X ₂	X ₃	X ₄
узлы	1	k_{11}	0	0	k_{14}
	2	k_{21}	k_{22}	k_{23}	0
	3	k_{31}	k_{32}	k_{33}	0
	4	0	k_{42}	k_{43}	k_{44}

Таблица 4

Матрица $L_{n_x \times n_x}$ с коэффициентом динамической

		окрестностной нечёткости параметры			
		V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
узлы	1	l_{11}	0	0	0
	2	0	l_{22}	0	0
	3	0	l_{32}	0	0
	4	0	0	0	0

Матрицы M_i будут записываться в форме

(9):

$$M_1 = \begin{bmatrix} m_{111} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ m_{141} & 0 \end{bmatrix}, M_2 = \begin{bmatrix} 0 & m_{212} \\ 0 & m_{222} \\ 0 & m_{232} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$M_3 = \begin{bmatrix} 0 & m_{312} \\ 0 & m_{322} \\ 0 & m_{332} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, M_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Здесь первый индекс – это номер узла.

Исходя из свойства поэлементного произведения матриц (произведения Адамара), можно записать, до введения от единицы коэффициентов нечёткости, что $K \circ A = A$, $L \circ B = B$, $M \circ C = C$. Тогда и до, и после введения коэффициентов нечёткости систему (2) можно представить в виде (10):

$$(K \circ A) \cdot X + (L \circ B) \cdot V + X^T \cdot (M \circ C) \cdot V = 0. \quad (10)$$

Рассмотрим теперь задачу стабилизации для нескольких версий присутствия коэффициентов нечёткости.

Случай А. Стабилизация с независимыми коэффициентами нечёткости для состояний, управлений и билинейных членов

Билинейная окрестностная система (10) с учётом отклонений значений параметров от номинального режима примет вид (11):

$$\begin{aligned} & [(K_0 + \Delta K) \circ A] \cdot (X_0 + \Delta X) + \\ & + [(L_0 + \Delta L) \circ B] \cdot (V_0 + \Delta V) + \\ & + (X_0^T + \Delta X^T) \cdot \end{aligned} \quad (11)$$

$$[(M_0 + \Delta M) \circ C] \cdot (V_0 + \Delta V) = 0.$$

Из условия идентификации для номинального режима получаем выражение (12):

$$\begin{aligned} & (K_0 \circ A) \cdot X_0 + (L_0 \circ B) \cdot V_0 + \\ & + X_0^T \cdot (M_0 \circ C) \cdot V_0 = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

Отбрасывая слагаемые выше первого порядка малости, получаем систему линейных уравнений (13) для определения компенсирующих приращений:

$$\begin{aligned} & [(L_0 \circ B) + X_0^T \cdot (M_0 \circ C)] \cdot \Delta V + \\ & + (K_0 \circ A) \cdot \Delta X + \Delta X^T \cdot (M_0 \circ C) + \\ & + (\Delta K \circ A) \cdot X_0 + (\Delta L \circ B) \cdot V_0 + \\ & + X_0^T \cdot (\Delta M \circ C) \cdot V_0 = 0. \end{aligned} \quad (13)$$

Случай В. Стабилизация с коэффициентами нечёткости для состояний, управлений и зависящими от них коэффициентами нечёткости перед билинейными членами

Рассмотрим ситуацию, когда динамический коэффициент окрестностной нечёткости, стоящий перед билинейными членами, является произведением коэффициентов нечёткости, стоящих перед линейными членами, т.е. $m_{ijk} = k_{ij} \cdot l_{ij}$. В таком случае в примере матрицы M_i примут вид (14):

$$M_1 = \begin{bmatrix} k_{11} \cdot l_{11} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ k_{14} \cdot l_{11} & 0 \end{bmatrix}, M_2 = \begin{bmatrix} 0 & k_{21} \cdot l_{22} \\ 0 & k_{22} \cdot l_{22} \\ 0 & k_{23} \cdot l_{22} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$M_3 = \begin{bmatrix} 0 & k_{31} \cdot l_{32} \\ 0 & k_{32} \cdot l_{32} \\ 0 & k_{33} \cdot l_{32} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, M_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Билинейная окрестностная система (10) с зависимыми коэффициентами нечёткости перед билинейными членами, с учётом отклонений значений параметров от номинального режима, примет вид (15):

$$\begin{aligned} & [(K_0 + \Delta K) \circ A] \cdot (X_0 + \Delta X) + \\ & + [(L_0 + \Delta L) \circ B] \cdot (V_0 + \Delta V) + \\ & + (X_0^T + \Delta X^T) \cdot \\ & \cdot [(K_0 + \Delta K) \cdot (L_0 + \Delta L)] \circ C] \cdot (V_0 + \Delta V) = 0. \end{aligned} \quad (15)$$

Из условия идентификации для номинального режима получаем выражение (16):

$$\begin{aligned} & (K_0 \circ A) \cdot X_0 + (L_0 \circ B) \cdot V_0 + \\ & + X_0^T \cdot [(K_0 \cdot L_0) \circ C] \cdot V_0 = 0 \end{aligned} \quad (16)$$

Отбрасывая слагаемые выше первого порядка малости, получаем систему линейных уравнений (17) для определения компенсирующих приращений:

$$\begin{aligned} & [(L_0 \circ B) + X_0^T \cdot [(K_0 \cdot L_0) \circ C]] \cdot \Delta V + \\ & + (K_0 \circ A) \cdot \Delta X + \Delta X^T \cdot [(K_0 \cdot L_0) \circ C] \cdot V_0 + \\ & + (\Delta K \circ A) \cdot X_0 + (\Delta L \circ B) \cdot V_0 + \\ & + X_0^T \cdot [(K_0 \cdot \Delta L) \circ C] \cdot V_0 + \\ & + X_0^T \cdot [(\Delta K \cdot L_0) \circ C] \cdot V_0 = 0. \end{aligned} \quad (17)$$

Случай С. Стабилизация с коэффициентом нечёткости только для состояний

По производственным соображениям считается нецелесообразным введение коэффициента окрестностной нечёткости для параметров управления – l_{ij} , так параметры управления уже являются регулируемыми и их можно изменять без введения подобного коэффициента.

Систему (2) в таком случае можно записать в виде (18):

$$(K \circ A) \cdot X + B \cdot V + X^T \cdot C \cdot V = 0. \quad (18)$$

Система (18) с учётом отклонений значений параметров от номинального режима примет вид (19):

$$\begin{aligned} & [(K_0 + \Delta K) \circ A] \cdot (X_0 + \Delta X) + B \cdot (V_0 + \Delta V) + \\ & + (X_0^T + \Delta X^T) \cdot C \cdot (V_0 + \Delta V) = 0. \end{aligned} \quad (19)$$

Линеаризация системы (19) вблизи номинального режима приводит к выражению вида (20):

$$\begin{aligned} & (K_0 \circ A) \cdot X_0 + (K_0 \circ A) \cdot \Delta X + (\Delta K \circ A) \cdot X_0 + \\ & + (\Delta K \circ A) \cdot \Delta X + B \cdot V_0 + B \cdot \Delta V + X_0^T \cdot C \cdot V_0 + \\ & + X_0^T \cdot C \cdot \Delta V + \Delta X^T \cdot C \cdot V_0 + \Delta X^T \cdot C \cdot \Delta V = 0. \end{aligned} \quad (20)$$

Из условия идентификации для номинального режима получаем выражение (21):

$$(K_0 \circ A) \cdot X_0 + B \cdot V_0 + X_0^T \cdot C \cdot V_0 = 0. \quad (21)$$

Отбрасывая слагаемые выше первого порядка малости, получаем систему линейных уравнений (22) для определения компенсирующих приращений:

$$(B + X_0^T \cdot C) \cdot \Delta V + (K_0 \circ A) \cdot \Delta X + \Delta X^T \cdot C \cdot V_0 + (\Delta K \circ A) \cdot X_0 = 0. \quad (22)$$

Случай D. Стабилизация с коэффициентом нечёткости для состояния и билинейных членов

Рассмотрим ситуацию, когда коэффициент нечёткости k_{ij} характеризует интенсивность связей не только между узлами системы по состояниям, но и интенсивность связей по билинейным слагаемым. Система (18) записывается в виде (23):

$$(K \circ A) \cdot X + B \cdot V + X^T \cdot (K \circ C) \cdot V = 0. \quad (23)$$

Система (23) с учётом отклонений значений параметров от номинального режима примет вид (24):

$$[(K_0 + \Delta K) \circ A] \cdot (X_0 + \Delta X) + B \cdot (V_0 + \Delta V) + (X_0^T + \Delta X^T) \cdot [(K_0 + \Delta K) \circ C] \cdot (V_0 + \Delta V) = 0. \quad (24)$$

Линеаризация системы (24) вблизи номинального режима приводит к выражению вида (25):

$$(K_0 \circ A)X_0 + (K_0 \circ A)\Delta X + (\Delta K \circ A)X_0 + (\Delta K \circ A)\Delta X + BV_0 + B\Delta V + X_0^T(K_0 \circ C)V_0 + X_0^T(K_0 \circ C)\Delta V + \Delta X^T(K_0 \circ C)V_0 + \Delta X^T(K_0 \circ C)\Delta V + X_0^T(\Delta K \circ C)V_0 + X_0^T(\Delta K \circ C)\Delta V + \Delta X^T(\Delta K \circ C)V_0 + \Delta X^T(\Delta K \circ C)\Delta V = 0. \quad (25)$$

Из условия идентификации для номинального режима получаем выражение (26):

$$(K_0 \circ A) \cdot X_0 + B \cdot V_0 + X_0^T \cdot (K_0 \circ C) \cdot V_0 = 0. \quad (26)$$

Отбрасывая слагаемые выше первого порядка малости, получаем систему линейных уравнений (27) для определения компенсирующих приращений:

$$\left[B + X_0^T \cdot (K_0 \circ C) \right] \cdot \Delta V + (K_0 \circ A) \cdot \Delta X + \Delta X^T \cdot (K_0 \circ C) \cdot V_0 + (\Delta K \circ A) \cdot X_0 + X_0^T \cdot (\Delta K \circ C) \cdot V_0 = 0. \quad (27)$$

Заключение

В данной работе рассмотрена процедура стабилизации номинального режима билинейной окрестностной модели за счёт компенсирующих приращений параметра управления.

Стабилизация номинального режима при использовании только динамического коэффициента окрестностной нечёткости была рассмотрена для случаев, когда для каждого слагаемого характерен свой коэффициент нечёткости; для билинейного слагаемого коэффициент нечёткости зависит от коэффициентов перед линейными слагаемыми; коэффициент нечёткости применяется только для связей по состоянию; коэффициент нечёткости применяется для связей по состоянию и связей по билинейным слагаемым.

Литература

1. Мишачёв Н.М., Шмырин А.М., Ярцев А.Г. Окрестностные структуры с регуляторами связей // Системы управления и информационные технологии. 2019. № 4(78). С. 15-19.
2. Yartsev A.G. The problem of stabilization of the nominal mode of the neighborhood model // Modern informatization problems in simulation and social technologies: Proceedings of the XXV-th International Open Science Conference (Yelm, WA, USA). 2020. P. 187-193.
3. Мишачёв Н.М., Шмырин А.М. Метаструктурная идентификация. Воронеж: ООО «РИТМ», 2019. 186 с.
4. Шмырин А.М., Ярцев А.Г. Некоторые вопросы окрестностной нечёткости модели производства полиола // Современные методы прикладной математики, теории управления и компьютерных технологий: сб. тр. XI международного конф. «ПМТУКТ-2018». Воронеж, 2018. С. 309-312.
5. Емельянов С.В. Системы автоматического контроля с переменной структурой. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1967. 272 с.
6. Емельянов С.В. Теория систем с переменной структурой. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1970. 592 с.
7. Уткин В.И. Скользящие режимы и их применения в системах с переменной структурой. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1974. 272 с.
8. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1981. 368 с.
9. Уткин В.И. Системы с переменной структурой: состояние, проблемы, перспективы // Автоматика и телемеханика. 1983. № 9. С. 5-25
10. Shmyrin A.M., Yartsev A.G. Fuzzy-Neighborhood Model of the Plant for Maintaining Polyol Temperature // International Transaction Journal of Engineering, Management, & Applied Sciences & Technologies. 2019. Vol. 10. No. 14. P. 1-8.

Информация об авторах

Ярцев Алексей Геннадьевич – аспирант кафедры высшей математики, Липецкий государственный технический университет (398055, г. Липецк, ул. Московская, д. 30), e-mail: yartsev.ag@yandex.ru

BILINEAR NEIGHBORHOOD SYSTEMS WITH FUZZY LINKS

A.G. Yartsev

Lipetsk State Technical University, Lipetsk, Russia

Abstract: in this article, we study bilinear neighborhood systems with fuzzy relationships by state, by control, and by bilinear terms of state and control. The formation of the adjacency matrix of a bilinear neighborhood model is shown. An example is a bilinear model with four nodes. The problem of determining the compensating increments of the control parameter to stabilize the system near the nominal mode is considered. For the existence of compensating increments, the condition must be fulfilled: the number of desired values of the increments must be greater than or equal to the number of equations. The stabilization of the nominal mode can be enhanced by the introduction of a neighborhood fuzziness coefficient. This coefficient can be interpreted as a coefficient of the intensity of connections between the nodes of the system. Fuzzy coefficients are considered dynamic, that is, they can change their value during the operation of the system and are considered as additional control variables. Based on this, the linear part of the original (clear) system becomes bilinear, and the bilinear part becomes trilinear. The problem of stabilization of the system near the nominal mode is discussed using only dynamic fuzziness coefficients and when using these coefficients together with other control variables

Key words: neighborhood systems, fuzzy links, neighborhood fuzziness, dynamic fuzziness, nominal modes, stabilization

Acknowledgments: the study was carried out under the financial support of the Russian Foundation for Basic Research and the Lipetsk Region as part of scientific project 19-48-480007 p_a

References

1. Mishachev N.M., Shmyrin A.M., Yartsev A.G. "Neighborhood structures with link regulators", *Control Systems and Information Technologies (Sistemy upravleniya i informatsionnyye tekhnologii)*, 2019, no. 4 (78), pp. 15-19.
2. Yartsev A.G. "The problem of stabilization of the nominal mode of the neighborhood model", *Modern informatization problems in simulation and social technologies: Proceedings of the XXV-th International Open Science Conference*, Yelm, WA, USA, 2020, pp. 187-193.
3. Mishachev N. M. Shmyrin A. M. "Metastructure identification" ("Metastrukturalnaya identifikatsiya"), Voronezh, RITM, 2019, 186 p.
4. Shmyrin A.M., Yartsev A.G. "Some issues of the neighborhood fuzziness of the polyol production model", *Modern Methods of Applied Mathematics, Control Theory and Computer Technology: proc. of the XI International Conference "PMTUKT-2018" (Sovremennyye metody prikladnoy matematiki, teorii upravleniya i komp'yuternykh tekhnologiy: sb. tr. XI mezhdunar. konf. «PMTUKT-2018»)*, Voronezh, 2018, pp. 309-312.
5. Emel'yanov S.V. "Automatic control systems with variable structure" ("Sistemy avtomaticheskogo kontrolya s peremennoy strukturoy"), Moscow, Nauka, 1967, 336 p.
6. Emel'yanov S.V. "Variable structure system theory" ("Teoriya sistem s peremennoy strukturoy"), Moscow, Nauka, 1970, 592 p.
7. Utkin V.I. "Sliding modes and their applications in systems with variable structure" ("Skol'zyashchie rezhimy i ikh primeneniya v sistemakh s peremennoy strukturoy"), Moscow, Nauka, 1974, 272 p.
8. Utkin V.I. "Sliding modes in optimization and control problems" ("Skol'zyashchie rezhimy v zadachakh optimizatsii i upravleniya"), Moscow, Nauka, 1981, 368 p.
9. Utkin V.I. "Systems with variable structure: status, problems, prospects", *Automation and Remote Control (Avtomatika i telemekhanika)*, 1983, no. 9, pp. 5-25.
10. Shmyrin A.M., Yartsev A.G. "Fuzzy-neighborhood model of the plant for maintaining polyol temperature", *International Transaction Journal of Engineering, Management, & Applied Sciences & Technologies*, 2019, vol. 10, no.14, pp. 1-8.

Submitted 19.02.2020; revised 25.03.2020

Information about the authors

Aleksey G. Yartsev, Graduate student, Lipetsk State Technical University (30 Moskovskaya st., Lipetsk 398055, Russia), e-mail: yartsev.ag@yandex.ru

СТРУКТУРА МУЛЬТИАГЕНТНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ДВИЖЕНИЯ ШАХТНОГО ТРАНСПОРТА

Е.Ю. Бозюкова, С.А. Олейникова

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: объектом исследования является шахтный транспорт и его движение по одному из множества маршрутов. Предмет исследования - совокупность моделей и алгоритмов, позволяющих оптимизировать график движения транспортных средств. На данном этапе решения задачи предполагается, что расписание, составленное для транспорта в целом эффективно. Однако, поскольку время, затрачиваемое на добычу заданного объема ископаемых, является случайной величиной, возможны незначительные отклонения от графика. В связи с этим под оптимизацией подразумевается эффективное управление движением транспортных средств с целью предотвращения их столкновения и обеспечения безопасности движения. Отчасти эти задачи уже были решены, однако большинство аналогичных программных средств не в полной мере охватывает весь функционал диспетчерского управления и контроля. В связи с этим есть потребность в разработке собственного программного средства, а также методов контроля и управления. Кроме того, необходимо решить задачи позиционирования и предотвращения возможного возникновения аварийных ситуаций. Анализ возможных подходов к решению данной задачи позволил выбрать подход, основанный на взаимодействии интеллектуальных агентов, как наиболее перспективный в настоящее время. Результатом является структура мультиагентной системы, осуществляющей контроль и управление движением шахтного транспорта, а также визуализацию перемещения каждой из единиц техники

Ключевые слова: мультиагентная система, автоматизированная система управления, шахтный транспорт, логистика

Введение

Горнодобывающая промышленность является одной из важнейших отраслей в нашей стране. В настоящее время вектор развития в данной отрасли ориентирован, в первую очередь, на безопасные стратегии, опирающиеся на передовые технологии. Следовательно, для эффективной работы горнодобывающих компаний необходимо увеличить безопасность добычи как для окружающей среды, так и для сотрудников, уменьшить затраты на транспортные расходы, оптимизировать и осуществлять контроль всего процесса.

На данный момент уже есть проекты, которые в той или иной степени решают задачи, необходимые для повышения рентабельности, производительности и безопасности [5, 6]. Их можно условно разделить на две категории. Часть проектов ориентирована, в первую очередь, на аппаратную поддержку автоматизированных систем диспетчерского управления (универсальные управляющие контроллеры, технологическое оборудование и т.д.). Очевидно, что они не отличаются универсальностью и требуют существенных доработок для внедрения. Другая категория представляет собой полномасштабные решения, затрагивающие все этапы добычи полезных ископаемых и

автоматизацию на каждом уровне. Такие полнофункциональные системы являются крайне дорогими, и, как следствие, не каждое предприятие может позволить себе ее покупку.

В связи с этим, разработка автоматизированной системы управления горнодобывающим предприятием, которая, с одной стороны, обеспечивает решение основных задач, связанных с логистикой подземного транспорта и безопасностью, а с другой, отличается относительно невысокой ценой по сравнению с существующими аналогами, крайне актуальна.

Постановка задачи и её особенности

Исследуется задача автоматизированного диспетчерского контроля движения транспорта в горнодобывающей промышленности. Пусть в шахте, заданной множеством путей, перемещается n транспортных средств, каждое из которых имеет свой собственный зафиксированный маршрут. Каждая вагонетка перемещается по маршруту в соответствии с заданным графиком движения. Любые изменения в течение исследуемого времени вносятся сначала в базу данных.

Требуется обеспечить оперативное управление движением транспортных средств, что должно включать [1]:

- постоянное отслеживание и контроль текущего положения транспортных средств;

- предупреждение возможных аварийных ситуаций и подача соответствующего сигнала;
- возможность остановки/возобновления движения конкретного транспортного средства.

Одной из основных особенностей исследуемой задачи является график движения, заданный таким образом, что возможность возникновения аварийных ситуаций сводится к минимуму. Однако следует учесть, что фактический график при дополнительном внешнем влиянии может отличаться от планового. Вследствие этого может возникнуть ситуация, когда два транспортных средства будут по разным путям стремиться к одной и той же точке в одно и то же время, что приведет к столкновению.

Таким образом, необходимо осуществлять постоянный контроль местоположения каждого транспортного средства. Кроме того, существует вероятность того, что плановый график будет составлен неверно по ряду дополнительных причин. Такая ситуация возможна, в первую очередь, для новых или откорректированных графиков (вызванных, например, добавлением новой единицы техники, изменением того или иного маршрута и т.д.). Для устранения такой возможности необходимо предварительно смоделировать работу движения транспорта для анализа корректности составленного графика.

В связи с повышенной опасностью в сфере горнодобывающей промышленности есть необходимость действовать максимально быстро, что накладывает высокие требования на разрабатываемую систему и скорость решения сложных задач, возникающих в работе.

Маршруты, заданные в шахте с математической точки зрения, могут быть описаны в виде графа (рис. 1). Следовательно, необходимо оценивать текущие координаты местонахождения каждой вагонетки с точки зрения близости к контрольным точкам и точкам погрузки/выгрузки. Требуется это для определения расстояния между транспортными средствами и проверки соответствия эталонным значениям.

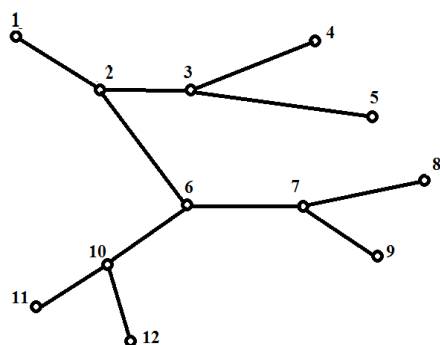


Рис. 1. Схема представления путей подземной шахты

Таким образом, с учетом всех особенностей можно сформулировать следующие требования к системе, предназначенной для оптимизации движения шахтного транспорта:

- для оперативного контроля местоположения транспортных средств необходимо в режиме on-line обеспечить визуализацию перемещения каждой единицы техники;
- для предупреждения аварийных ситуаций сигнализировать всем транспортным средствам о невозможности движения по совместному сегменту маршрута в случае, если в данный момент времени на нем появилось некоторое транспортное средство;
- в случае если по каким-либо причинам транспортное средство продолжило движение в момент, когда оно запрещено, сформировать аварийный сигнал всем участникам движения в данном сегменте;
- после того, как транспортное средство покинуло общий сегмент маршрута, необходимо дать сигнал остальным участникам движения о возможности возобновления движения;
- в связи с тем, что для данной задачи оперативное реагирование играет решающую роль, целесообразно распараллелить действия, обеспечивающие контроль и управление каждым отдельным транспортным средством;
- для оперативного контроля и возможного редактирования данных (маршрутов, транспортных средств и т.д.) всю информацию необходимо хранить в базе данных.

Выбор подхода для решения поставленной задачи

Определим наилучший подход для разработки системы, соответствующей вышеобъявленным требованиям.

В связи с тем, что необходимо спроектировать систему наиболее безопасную для работы в шахтах, транспортные средства должны взаимодействовать как друг с другом, так и с диспетчером.

Такая система требует от всех участников этого процесса самостоятельного принятия решения в более простых случаях и совместного решения в сложных, т.е. подобия интеллекта. Кроме того, каждый участник должен реагировать на действия другого участника. Основываясь на этих особенностях, а также на целесообразности распараллеливания действий, отвечающих за контроль и управление каждой из единиц техники, можно сделать вывод, что наиболее подходящим методом решения задачи автоматизированного управления,

является подход, основанный на мультиагентных технологиях [2].

Мультиагентные системы рассматриваются как направление искусственного интеллекта, а значит, это один из наиболее актуальных и современных подходов к реализации распределенных приложений в случае, если каждый агент стремится к достижению своей цели, взаимодействуя при этом с остальными агентами и реагируя на их действия [3].

В разрабатываемой системе каждый агент – транспортное средство имеет свою задачу, а именно движение из точки погрузки в точку выгрузки и обратно без столкновения с другими агентами. Распознавание аварийных ситуаций происходит на основании сигналов от других агентов.

Для того чтобы внедрить рассматриваемый подход, необходимо проанализировать его основные свойства, которыми, согласно [2], должны обладать агенты:

- самостоятельность, благодаря которой агент контролирует свои действия и внутреннее состояние без постороннего вмешательства;
- «общественное поведение», благодаря которому происходит обмен данными и сообщениями с остальными агентами, участвующими в процессе моделирования;
- реактивность, с помощью этого свойства агент способен распознавать и обрабатывать состояние окружающей среды и оперативно реагировать на изменения, которые могут в ней произойти.

В рассматриваемой системе каждый агент осуществляет движение по своему маршруту, самостоятельно регулируя скорость и остановки, передавая и принимая информационные сообщения от остальных агентов при приближении к контрольным точкам узла. Также следует заметить, что при изменении состояния внешней среды агент принимает решение о необходимости менять свое поведение. Такое поведение предупреждает возникновение столкновений, т.к. при соответствующем сигнале от диспетчера транспортное средство останавливается или возобновляет движение.

Таким образом, можно сделать вывод, что транспортное средство, как агент разрабатываемой мультиагентной системы, обладает всеми свойствами, перечисленными выше.

Важное преимущество мультиагентной системы заключается в возможности распараллелить действия для каждого отдельного агента, что чрезвычайно важно при оперативном управлении.

Для того чтобы регулировать и контролировать деятельность всех транспортных средств, необходим специальный агент – диспетчер, который при возникновении непредвиденной ситуации будет подавать соответствующие сигналы и команды.

Анализируя все вышеперечисленное, становится очевидным, что использование многоагентных технологий будет оптимальным для решения поставленной задачи. Как было отмечено ранее, агенты в процессе перемещения по маршруту могут взаимодействовать как с остальными агентами, так и с агентом-диспетчером. Исходя из этого, структура разрабатываемой многоагентной системы будет иметь вид, представленный на рис. 2.

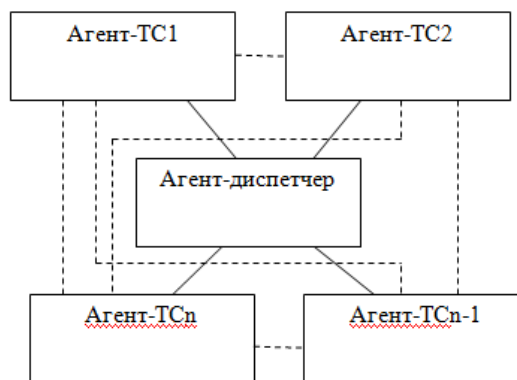


Рис. 2. Структура многоагентной системы

Определение основных функций агентов

Определим основные задачи и функции всех агентов. Агент «Транспортное средство» регулирует лишь движение закрепленной за ним единицы транспорта, передавая сигналы о его передвижении по маршруту другим агентам. Поэтому функции агентов «Транспортное средство» будут следующими:

- оперативный контроль текущего положения транспортного средства;
- оповещение остальных агентов – «транспортных средств» о приближении к текущему узлу;
- определение аварийных ситуаций с точки зрения возможности столкновения транспортных средств;
- реакция на оповещения от агентов «Транспортное средство» и «Диспетчер».

Основная задача агента «Диспетчер» заключается в оперативном контроле и управлении всеми транспортными средствами. Исходя из этого, его функции должны быть следующими:

- проверка близости всех транспортных средств к контрольным точкам узла маршрута;
- формирование сообщений транспортным средствам о необходимости остановки и возобновления движения.

Особенности реализации мультиагентной системы

Среди множества средств, предназначенных для реализации мультиагентных систем, была выбрана среда AnyLogic [3]. Такой выбор, в первую очередь, был основан на необходимости визуализации процесса перемещения транспортных средств. Для диспетчера крайне важна возможность зрительного контроля за перемещением транспорта. Исходя из того, что в AnyLogic имеется библиотека, ориентированная на моделирование движения железнодорожного транспорта, которая существенно упрощает реализацию процесса перемещения любого железнодорожного транспорта, выбор данной среды становится очевидным. Кроме того, среда AnyLogic обеспечивает возможность интеграции с базами данных, что в данном случае необходимо, исходя из требований к системе.

В базе данных хранятся основные сведения, благодаря которым происходит реализация системы для конкретного шахтного предприятия. Проанализируем данные, которые должны храниться в базе.

Для того чтобы смоделировать движение транспорта, надо знать сколько транспортных средств будет использоваться в системе, т.к. от этого зависит уровень сложности при составлении графиков движения и маршрутов. Это влечет за собой необходимость дополнительных проверок исходных данных.

Также важной информацией является граф маршрутов перемещения отдельного транспортного средства, каждый из которых определяется множеством отрезков пути. Так как маршрут при моделировании системы жестко детерминирован, необходимо учитывать скорость движения, а также время погрузки/выгрузки. Все эти данные надо будет учитывать в расписании, которое хранит временные значения, на основании которых AnyLogic будет имитировать движение.

Таким образом, к основным сведениям, хранимым в базе данных, относятся следующие:

- основные маршруты в данной шахте;
- перечень транспортных средств;
- расписание движения транспортных средств по заданным маршрутам.

Очевидно, что структура таблиц базы данных останется неизменной, а конкретные значения будут уже зависеть от конкретного предприятия.

Результатом моделирования является корректное безопасное движение транспортных средств с помощью соответствующих агентов по заданному графику с учетом всех исходных данных и возможность агента «Диспетчер» регулировать движение каждого транспортного средства.

Результаты реализации мультиагентной системы для оптимизации движения шахтного транспорта

Рассмотрим применение предложенного подхода для задачи управления движения шахтным транспортом в среде AnyLogic. Без ограничения общности, приведем небольшой фрагмент транспортной сети, представленный на рис. 3.

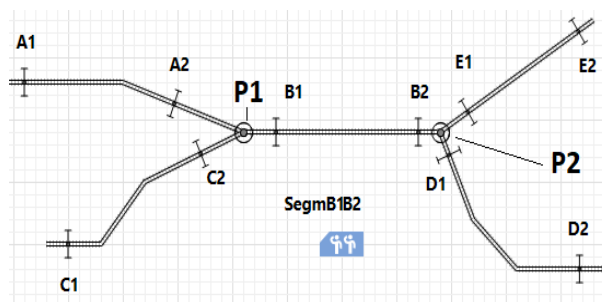


Рис. 3. Фрагмент транспортной сети

Предположим, что имеются три транспортных средства. Маршруты транспортных средств приведены в следующей таблице.

Таблица 1

Маршруты передвижения транспортных средств

Т.С.	Начало маршрута	Промежуточные точки	Конец маршрута
1	A1	P1, P2	D2
2	A1	P1, P2	E2
3	C1	P1, P2	E2

Исходя из разработанной структуры, понадобятся следующие агенты:

- агент-диспетчер;
- три агента – «Транспортное средство».

Чтобы эффективно определять степень близости к общим сегментам, введем некоторые контрольные точки - A2, C2, B1, B2, D1, E1. Близость данных точек к концам общего сегмента [P1,P2] определяется, исходя из опытных данных (скорость транспортных средств,

величина тормозного пути и т.д.). Тогда основные методы, которые будут вызываться агентами, осуществляются в контрольных точках.

Представим методы для агента ТС1. У него есть общий сегмент с агентами ТС2 и ТС3 – отрезок [P1, P2].

Таблица 2
Основные методы транспортного средства ТС1

Метод	Точка вызова
Передвижение до заданной точки	A1 (до точки A2), A2 (до точки D1), D1 (до точки D2)
Занятие сегмента [P1,P2]	A2, D1 (обратное движение)
Оповещение агентов о занятии сегмента [P1,P2]	A2
Освобождение сегмента [P1,P2]	D1, A2 (обратное движение)
Оповещение агентов об освобождении сегмента [P1,P2]	D1, A2 (обратное движение)
Остановка при получении сигнала от диспетчера	В точке получения
Остановка при получении сигнала от ТС	В точке получения

Аналогичным образом формируются методы для агентов других транспортных средств.

Агент-диспетчер при подходе любого транспортного средства к точкам A2, C2, B1, B2, D1, E1 начинает осуществлять проверку безопасности прохождения общих сегментов. Его основные методы представлены в табл. 3.

Таблица 3
Основные методы агента-диспетчера

Метод	Точка вызова (момент вызова)
Проверка близости к контрольным точкам	постоянно
Проверка отсутствия попытки одновременного движения по общему сегменту (результат безопасно или опасно/ кому)	После фиксации транспортного средства в точках A2, C2, B1, B2, D1, E1
Формирование сигнала об опасности	В случае результата опасно
Формирование сигнала о возобновлении движения	A2, C2, B1, B2, D1, E1

Приведем результаты моделирования перемещения транспортных средств по указанному на рис. 3 сегменту.

На данном рисунке видно, что агент 2 в настоящее время движется по общему сегменту; агент 3 ожидает возможности движения по нему у контрольной точки, а агент 1 только подходит к общему сегменту. Как только агент 2 освободит сегмент, его захватит агент 3 (поскольку он пришел раньше), а после освобождения он будет захвачен агентом 1 и т.д.

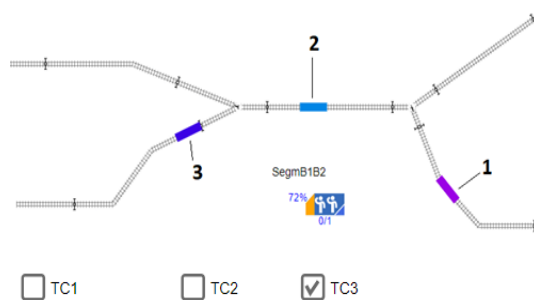


Рис. 4. Результаты моделирования

Для формирования сигнала у диспетчера используется элемент «флажок». На рис. 4 показано, что диспетчер подал сигнал транспортному средству 3 остановиться. Как только диспетчер решит, что возможно дальнейшее движение, он «снимет» флажок.

Выводы

Целью работы является разработка структуры мультиагентной системы для оптимизации движения шахтного транспорта. Для этого был проведен анализ актуальности разработки данной структуры, что позволило выявить необходимость проектирования собственного программного средства.

Исходя из особенностей задачи и требований, предъявляемых к системе, был обоснованно выбран метод решения задачи оптимизации движения, основанный на мультиагентных технологиях.

Была разработана структура мультиагентной системы, особенностью которой является то, что каждый агент отвечает за корректное передвижение закрепленного за ним транспортного средства. Кроме того, в системе присутствует агент-диспетчер, который контролирует и, при необходимости, регулирует движение всех транспортных средств.

С учетом данной структуры для каждого агента были сформулированы основные задачи и закрепленные за ними функции.

Был приведен фрагмент практической реализации разработанной системы в среде AnyLogic.

Литература

1. Бозюкова Е.Ю., Олейникова С.А. Разработка подсистемы диспетчеризации для автоматизированных систем управления горнодобывающей промышленности // Научная опора Воронежской области: сб. тр. победителей конкурса научно-исследовательских работ студентов и аспирантов ВГТУ по приоритетным направлениям развития науки и технологий. Воронеж, 2019. С. 330-332.
2. Городецкий В.И., Грушинский М.С., Хабалов А.В. Многоагентные системы (обзор) // Новости

искусственного интеллекта. 1998. № 2. С. 64-116.

3. Тарасов В.Б. Агенты, многоагентные системы, виртуальные сообщества: стратегическое направление в информатике и искусственном интеллекте // Новости искусственного интеллекта. 1998. № 2. С. 10-37.

4. Borshchev A. The Big Book of Simulation Modeling. Multimethod Modeling with AnyLogic 6 // AnyLogic.ru. URL: <https://www.anylogic.ru/resources/books/big-book-of-simulation-modeling/>.

5. Шалдаев С.Е., Легков К.Е., Skorobogatova O.A. Основные принципы и задачи развития автоматизированных систем управления специального назначения, требования, предъявляемые к ним системой управления // Т-Comm - Телекоммуникации и Транспорт. 2013. Т. 7. № 6. С. 83-87.

6. Копылов Д.А. Концептуальное проектирование рабочего места автоматизированной системы управления // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2011. № 2(18). С. 46-56.

Поступила 22.01.2020; принята к публикации 27.03.2020

Информация об авторах

Бозиюкова Екатерина Юрьевна – магистр, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: e.bozukowa@yandex.ru

Олейникова Светлана Александровна – д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры автоматизированных и вычислительных систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: s.a.oleynikova@gmail.com; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-0333-2313>

STRUCTURE OF A MULTIAAGENT SYSTEM FOR OPTIMIZATION OF MINE TRANSPORT MOTION

E.Yu. Bozyukova, S.A. Oleynikova

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the object of the research in this work is the mine transport and its movement along one of the many routes. The subject of the study is a set of models and algorithms that optimize the schedule of vehicles. At this stage of solving the problem, it is assumed that the schedule drawn up for transport, in general, is effective. However, since the time taken to extract a given amount of minerals is a random variable, slight deviations from the schedule are possible. In this regard, optimization means effective control of the movement of vehicles in order to prevent their collision and ensure traffic safety. In part, these tasks have already been solved, but most of the similar software tools do not fully cover the entire functionality of dispatch control and control. In this regard, there is a need to develop our own software, as well as methods of control and management. In addition, it is necessary to solve the problems of positioning and preventing the possible occurrence of emergency situations. An analysis of possible approaches to solving this problem made it possible to choose an approach based on the interaction of intelligent agents as the most promising at the present time. The result is the structure of a multi-agent system that monitors and controls the movement of mine transport, as well as visualizing the movement of each of the units of equipment

Key words: multi-agent system, automated control system, mine transport, logistics

References

1. Bozyukova E.Yu., Oleinikova S.A. "Development of a dispatching subsystem for automated mining control systems", *Scientific Support of the Voronezh Region: Collection of works of winners of the competition of research works of students and graduate students of VSTU in priority areas of development of science and technology (Nauchnaya opora Voronezhskoy oblasti: sb. tr. pobediteley konkursa nauchno-issledovatel'skikh rabot studentov i aspirantov VGTU po prioritetyam napravleniyam razvitiya nauki i tekhnologii)*, Voronezh, 2019, pp. 330-332.

2. Gorodetskiy V.I., Grushinskiy M.S., Khabalov A.V. "Multiagent systems (review)", *News of Artificial Intelligence (Novosti iskusstvennogo intellekta)*, 1998, no. 2, pp. 64-116.

3. Tarasov V.B. "Agents, multi-agent systems, virtual communities: a strategic direction in computer science and artificial intelligence", *News of Artificial Intelligence (Novosti iskusstvennogo intellekta)*, 1998, no. 2, pp. 10-37.

4. Borshchev A. "The big book of simulation modeling. Multimethod modeling with AnyLogic 6", AnyLogic.ru, available at: <https://www.anylogic.ru/resources/books/big-book-of-simulation-modeling/>.

5. Shaldaev S.E., Legkov K.E., Skorobogatova O.A. "[Basic principles and tasks of development of automated control systems for special purposes, requirements for them by the control system]", *T-Comm - Telecommunications and Transport (T-Comm - Telekommunikatsii i Transport)*, 2013, vol.7, no.6, pp. 83-87.

6. Kopylov D.A. "Conceptual design of the workplace of an automated control system", *News of higher Educational Institutions. Volga region. Engineering (Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki)*, 2011, no.2(18), pp.46-56.

Submitted 22.01.2020; revised 27.03.2020

Information about the authors

Ekaterina Yu. Bozyukova, MA, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia) e-mail: e.bozukowa@yandex.ru

Svetlana A. Oleynikova, Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia) e-mail: s.a.oleynikova@gmail.com

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ТЕСТОВОГО КОНТРОЛЯ КОНЕЧНЫХ АВТОМАТОВ

Г.В. Петрухнова, С.А. Пруткова

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: объектом исследования являются особенности автоматизации процессов тестового контроля работы конечных автоматов. Конечный автомат используется в качестве модели цифрового устройства или программного модуля. Операция тестового контроля – это информационная операция, при которой на одни контакты конечного автомата подаётся совокупность входных сигналов, а с других контактов снимаются реакции на эти сигналы. Тест контроля представлен бинарной матрицей и формируется генератором псевдослучайных чисел. При этом используется технология тестирования взвешенными псевдослучайными наборами. Вес входа – это частота подачи единичного логического сигнала на вход конечного автомата. Тестовый контроль конечного автомата осуществляется на основе заданного весового вектора. Разработанный программный продукт позволяет определить вес входа путем решения задачи оптимизации распределения вероятностей входных сигналов на основе обобщенного энтропийного критерия. Программный продукт позволяет управлять объектами тестирования, задавать вес для каждого входа конечного автомата, выбирать критерий оптимизации весового вектора из числа заданных, указывать параметры процесса оптимизации, проводить тестовый контроль конечных автоматов на основе заданного весового вектора, сохранять информацию об объекте тестирования, сохранять информацию о ходе тестового контроля и оптимизации, просматривать результаты тестового контроля и хода оптимизации. Представлен интерфейс программного продукта. Он может быть использован для исследования процессов оптимизации тестов и тестового контроля различных автоматных моделей

Ключевые слова: конечный автомат, энтропия, бинарная матрица, цифровое устройство, программный модуль, тестовый контроль

Введение

Путь к новым знаниям всегда лежит через получение, переработку и хранение информации. Современное общество является информационным. Процессы цифровизации, протекающие во всем мире, направлены на обеспечение автоматизации процессов получения, переработки и хранения информации во всех сферах человеческой деятельности и являются неотъемлемой чертой прогресса.

Стремительное развитие информационных технологий предопределило выход сферы приложений теории автоматов за пределы моделирования электронных устройств. Абстракции и модели, развитые в рамках теории автоматов, используются в различных научных дисциплинах. Среди них можно выделить такие как грамматика, математическая лингвистика, теория логических моделей, математическая логика и формальные аксиоматические системы, теория кодирования, теория вычислительной сложности, автоматное программирование и другие. Стоит отметить, что конечные автоматы тесно связаны с теорией алгоритмов и моделированием программных объектов. Модель объекта, представляемая в виде определенного

формального автомата, называется автоматной моделью.

Данная статья посвящена тестовому контролю конечных автоматов (КА) [1] – [3] и автоматизации процессов такого тестирования. Представлена структура программного обеспечения для решения задач, возникающих при тестировании объектов, представленных в виде конечных автоматов.

В статье рассматривается контроль КА по принципу «годен – не годен». Операция контроля предполагает подачу на входы конечного автомата совокупности входных данных, снятие с выходов этой модели реакции на входные воздействия и последующий анализ информации. Контроль КА по принципу «годен – не годен» важен для внутрисхемного тестирования цифровых устройств, контроля аналогов автоматной модели, модернизации алгоритмов и программного обеспечения и других операций.

Задача автоматизации тестирования КА распадается на несколько относительно независимых частей [1]: формирование и оптимизацию тестовой последовательности, генерацию тестовых воздействий, проверку результатов тестового воздействия. В статье рассматривается структура программного обеспечения процессов генерации тестов контроля автоматных моделей.

Постановка задачи

Тест контроля будет формироваться генератором псевдослучайных чисел. При этом на каждый вход конечного автомата будут подаваться логические единицы с разной вероятностью (технология взвешенного тестирования объектов). Вес входа $u = (u_1 \dots u_N)$, $0 < u_i < 1$, $i = 1, \dots, N$, будет определяться путем решения задачи оптимизации распределения вероятностей входных сигналов. Для решения задачи оптимизации использован метод покоординатного спуска.

Реакцию конечного автомата на входные псевдослучайные воздействия представим в виде матрицы из K столбцов и N строк, каждый элемент которой равен или нулю, или единице:

$$\begin{matrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1K} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2K} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{N1} & Y_{N2} & \dots & Y_{NK} \end{matrix} \quad (1)$$

Задача оптимизации весового вектора может быть поставлена следующим образом. Требуется найти вектор $u^* = (u_1^*, \dots, u_N^*)$, лежащий в области допустимых значений $u^* \in U^N = \{u = (u_1 \dots u_N), 0 < u_i < 1, i = 1, \dots, N\}$. При этом выбранная целевая функция H должна иметь минимальное значение.

Под целевой функцией H будем понимать один из критериев качества, которые можно получить на основе обобщенного энтропийного критерия качества (2):

$$H = \alpha \cdot \left(\sum_{i=1}^M p_i \cdot \ln(p_i) + (1 - p_i) \cdot \ln(1 - p_i) \right) + \beta \cdot \left(\sum_{i=1}^K q_i \cdot \ln(q_i) + (1 - q_i) \cdot \ln(1 - q_i) \right) + \gamma \cdot \left(\sum_{i=1}^C w_i \cdot \ln(w_i) \right) \quad (2)$$

где α, β, γ – коэффициенты;

M – длина теста;

K – число контрольных точек (входов, выходов, внутренних точек конечного автомата, к которым имеется доступ);

$C = 2^K$ возможных видов реакций (выходных наборов) конечного автомата на входные воздействия;

p_i – вероятность появления единичного сигнала в i -м выходном наборе;

q_i – вероятность появления единичного сигнала в i -й контрольной точке;

w_i – вероятность появления i -го двоичного набора $(y_{i1}, y_{i2}, y_{i3}, \dots, y_{ik})$ как реакции конечного автомата на внешнее воздействие.

На основе обобщенного критерия (2) получаются несколько частных энтропийных критериев, коэффициенты которых представлены в таблице.

Частный критерий	Частные критерии		
	Коэффициенты		
	α	β	γ
H_1	$1/N$	0	0
H_2	0	1	0
H_3	0	0	1
H_4	$1/N$	$1/K$	0
H_5	$1/N$	0	$1/K$
H_6	0	1	1
H_7	$1/N$	$1/K$	$1/K$

Результаты решения рассматриваемой задачи оптимизации представлены в работах [4], [5].

На основе представленных выше энтропийных критериев разработано программное обеспечение для автоматической генерации тестов контроля конечных автоматов.

Структура программного обеспечения

В качестве объектов тестирования могут выступать программные модули и прототипы логических устройств. Разработанный программный продукт позволяет не только находить близкий к оптимальному весовой вектор КА, но и сохранять информацию об объекте тестового контроля, о ходе процесса оптимизации и о ходе тестирования. Данная информация, в зависимости от используемого объекта контроля, сохраняется в четырех разных типах файлов:

- файл с описанием тестируемого устройства;
- файл с описанием тестируемого программного модуля;
- файл с результатами оптимизации весового вектора;
- файл с результатами тестового контроля.

Структура функциональных модулей представлена на рис. 1.

Модуль «Главная» позволяет пользователю оперировать объектами тестирования: добавлять, редактировать и удалять. Для того, чтобы добавить объект, необходимо ввести следующие данные:

- название;
- количество входов;
- количество выходов;

- начальные частоты на входах;
- вид представления модели (если объект является прототипом цифрового устройства, то

вид представления – логические уравнения, иначе – файл тестируемой программы на языке C#).



Рис. 1. Структурная схема ПО

Для того чтобы редактировать объект, необходимо загрузить ранее добавленный файл с описанием этого объекта.

Модуль «Просмотр результатов» предоставляет возможность пользователю ознакомиться с результатами оптимизации и тестирования. Для этого достаточно загрузить файл с результатами оптимизации или тестирования с помощью открывшегося проводника.

Подробнее остановимся на модуле «Оптимизация». Перед началом процесса оптимизации необходимо выбрать ранее сохраненный файл с описанием объекта и путь для сохранения файла с результатом оптимизации. Стоит отметить, что процесс оптимизации весового вектора осуществляется только на эталонных объектах.

Под параметрами оптимизации понимается следующее:

- условие окончания выполнения алгоритма оптимизации;
- критерий оптимизации весового вектора согласно выражению (2) и таблице;
- шаг изменения веса каждого входа конечного автомата;
- погрешность;
- количество экспериментов или, другими словами, длина выборки, сформированной

генератором псевдослучайных чисел, на основе которой вычисляется вес входа.

Алгоритм оптимизации весового вектора имеет два условия остановки. Одним условием остановки является заданное число итераций выполнения алгоритма, другим заданная погрешность:

$$|H_{i-1} - H_i| < eps, \quad (3)$$

где H_{i-1} – значение выбранного критерия оптимизации, полученное на предыдущем шаге;

H_i – значение выбранного критерия оптимизации, полученное на текущем шаге;

eps ($eps < 0.03$) – заранее определенная погрешность.

Также алгоритм будет остановлен, если в процессе оптимизации шаг изменения веса уменьшится до нуля.

Рассматриваемый алгоритм оптимизации основывается на методе покоординатного спуска. Алгоритм данного процесса заключается в том, что выбирается i -й вход тестируемого объекта с определенным весом u_i . Данный вес изменяется на величину Δs – шаг, заранее определенный, поочередно в обе стороны («+» и «-»). Если целевая функция убывает при полученном весе u_i , то данный вес на i -м входе остается неизменным, и происходит переход на следующий вход $i + 1$.

После перебора всех входов необходимо уменьшить шаг Δs на заданную величину, например 0.1, и повторить вышеописанные

действия. На рис. 2 представлена логика выполнения процесса оптимизации, где $step$ является величиной Δs .

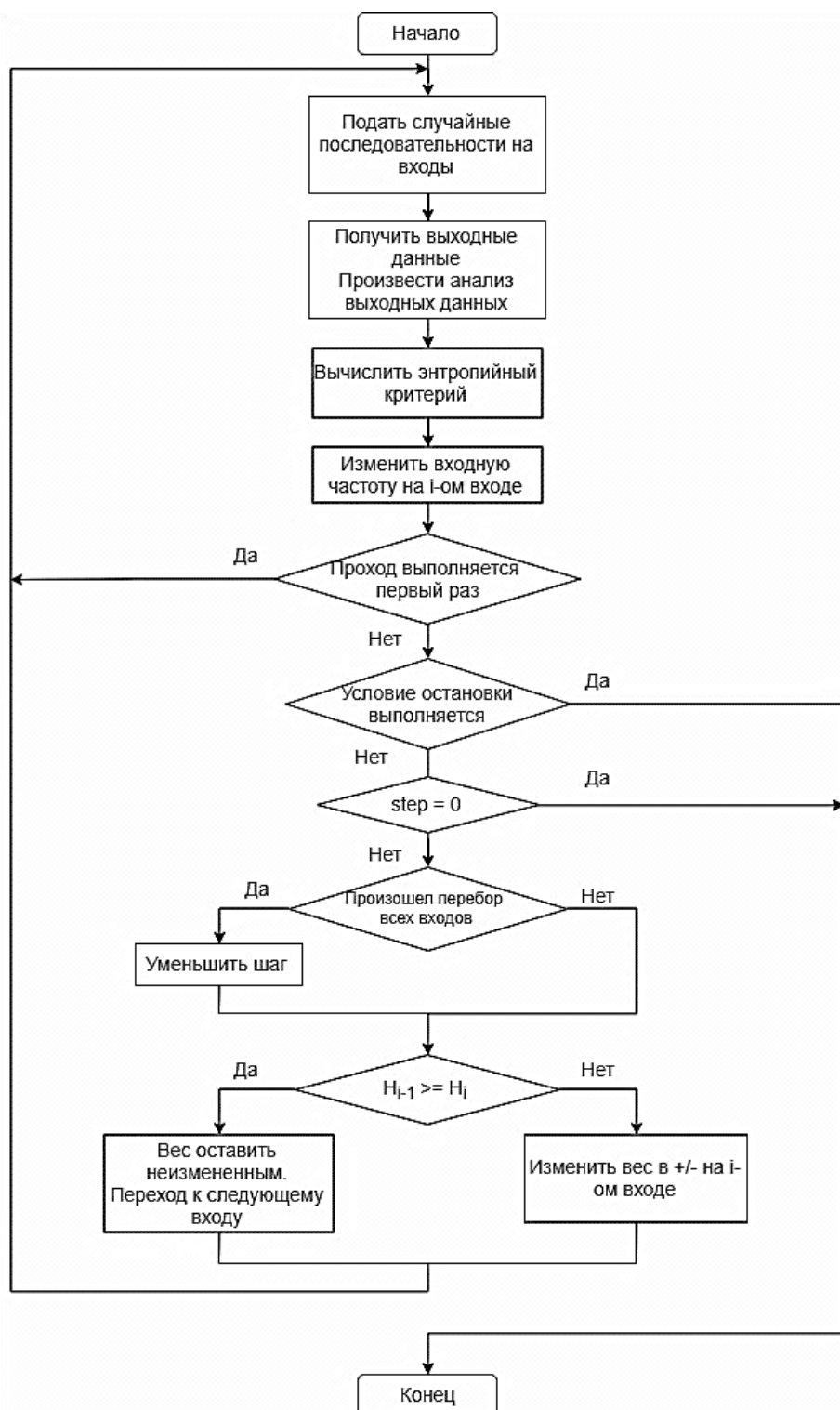


Рис. 2. Логика выполнения процесса оптимизации

Модуль «Тестирование» предоставляет возможность проверить пользователю эффективность работы алгоритма оптимизации. Для

начала тестирования выбирают эталонный объект с близким к оптимальному весовым вектором и тестируемый объект. Для сохране-

ния результатов тестирования требуется указать файл для записи результатов тестирования и путь к нему. На рис. 3 представлен примерный вид окна с результатами тестирования.

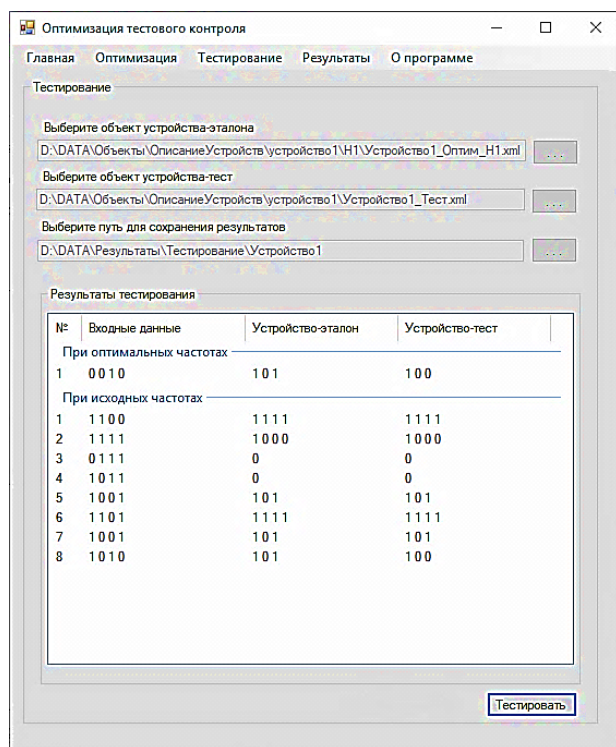


Рис. 3. Вид окна с результатами тестирования объекта

Из рисунка видно, что при использовании близкого к оптимальному весового вектора ошибка в работе автомата, названного «Устройство 1», находится уже при подаче первого тестового набора, при использовании входных частот логической единицы, равных 0.5, – на восьмом тестовом наборе.

Разработанное программное обеспечение позволило исследовать методики оптимизации весового вектора и последующего тестирования конечных автоматов. Результаты проведенных исследований показали эффективность взвешенного тестирования конечных автоматов.

Заключение

В данной статье рассматриваются задачи, возникающие при тестировании объектов, которые могут быть представлены как конечные автоматы. Контроль конечного автомата по принципу «годен – не годен» важен для прове-

дения внутрисхемного тестирования цифровых устройств, контроля аналогов автоматной модели, модернизации алгоритмов и программного обеспечения и других операций.

В статье представлена структура программного обеспечения для подготовки и проведению тестового контроля конечных автоматов по принципу «годен – не годен». Задача автоматизации тестирования конечного автомата распадается на несколько относительно независимых частей: управление объектами тестирования, формирование и оптимизация тестовой последовательности, генерация тестовых воздействий, проверка результатов тестового воздействия. В статье представлен пользовательский интерфейс основных подсистем разработанного программного продукта.

Проведенные экспериментальные исследования позволяют сделать вывод о целесообразности использования методик взвешенного тестирования конечных автоматов. Разработанный программный продукт может быть использован в учебном процессе в рамках дисциплин, связанных с синтезом цифровых автоматов, тестированием программного обеспечения, тестированием цифровых схем, а также для научных исследований процессов оптимизации тестов и тестового контроля различных автоматных моделей.

Литература

1. Бурдонов И.Б., Косачев А.С., Кулямин В.В. Использование конечных автоматов для тестирования программ // Институт Системного Программирования РАН. Электрон. дан. Режим доступа: URL: https://www.ispras.ru/publications/ispolzovanie_konechnykh_avtomatov_dlya_testirovaniya_programm.pdf
2. Верификация автоматных программ / С.Э. Вельдер, М.А. Лукин, А.А. Шалыто, Б.Р. Яминов. СПб.: Наука, 2011. 244 с.
3. Янкин Ю.Ю., Шалыто А.А. Метод создания программного обеспечения модулей, выполненных на основе программируемых логических интегральных схем // Системы управления и обработки информации. 2013. № 26. С. 128-135.
4. Петрухнова Г.В. Энтропийный критерий на основе меры симметричности бинарной матрицы // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2019. № 1. С. 66-72.
5. Петрухнова Г.В. Анализ свойств симметрии бинарной матрицы в задачах тестирования цифровых устройств // Актуальные проблемы прикладной математики, информатики и механики: тр. Междунар. науч. конф. Воронеж: Научно-исследовательские публикации, 2019. С. 1595-1606.

Информация об авторах

Петрухнова Галина Викторовна – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: gvpetruhnova@mail.ru

Прутковая София Александровна – магистрант, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: sof-prutkova@yandex.ru

AUTOMATION OF TEST CONTROL PROCESSES OF FINITE STATE MACHINES

G.V. Petruhnova, S.A. Prutkova

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the object of research is the automation features of test control processes of finite state machines. A finite state machine is used as a model of a digital device or a software module. Test control operation is testing information operation [1], in which a set of in-circuit control input signals is being fed into inputs of finite state machines while output responses to these signals are being taken from other contacts. The control test is presented in the form of a binary matrix and is generated by a pseudo-random number generator. In this case, technology of weighted pseudo-random testing is used. Input weight is the frequency of supplying a single logical signal to the input of the finite state machines. Test control of the finite state machine is carried out on the basis of a given weight vector. The developed software product allows one to determine the input weight input by solving the problem of optimizing the probability distribution of input signals based on a generalized entropy criterion. The software product allows one to manage test objects, to set the weight for each input of the state machine, to select optimization criteria for the vector of weights from the specified set, to set parameters for the optimization process, to conduct test control of the finite state machines, to save information about the test object based on the set vector of weights, to save information about the testing management and the optimization process; to view test results and optimization process. The software product interface is presented. The software product can be used to research the processes of test optimization and test control of various automaton models

Key words: finite state machine, entropy, binary matrix, digital device, software module, test control, automation of processes

References

1. Burdonov I.B., Kosachev A.S., Kulyamin V.V. "The use of finite state machines for testing programs", *Institute of System Programming RAS (Institut Sistemnogo Programirovaniya RAN)*, available at: https://www.ispras.ru/publications/ispolzovanie_konechnykh_avtomatov_dlya_testirovaniya_programm.pdf
2. Velder S.E., Lukin M. A., Shalyto A.A., Yaminov B.R. "Verification of automaton programs" ("Verifikatsiya avtomatnykh program"), St. Petersburg, Nauka, 2011, 244 p.
3. Yankin Yu.Yu., Shalyto A.A. "A method for creating software for modules based on programmable logic integrated circuits", *Management and Information Processing Systems» (Sistemy upravleniya i obrabotki informatsii)*, 2013, no. 26, pp.128-135
4. Petruhnova G.V. "Entropy criterion based on measure of a binary matrix symmetry", *Bulletin of Ryazan State Radio Engineering University (Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta)*, 2019, no 1, pp. 66-72.
5. Petruhnova G.V. "The analysis of of binary matrix symmetry properties in the tasks concerned with testing of digital devices", *Proc. of Intern. Conf.: Applied Mathematics, Computational Science and Mechanics: Current Problems (Aktual'nye problemy prikladnoy matematiki, informatiki i mekhaniki), Voronezh, 2019*, pp. 1595-1606.

Submitted 29.01.2020; revised 23.03.2020

Information about the authors

Galina V. Petruhnova, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026 Russia), e-mail: gvpetruhnova@mail.ru

Sofiya A. Prutkova, MA, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026 Russia), e-mail: sof-prutkova@yandex.ru

АНАЛИТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗАМКНУТЫХ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫХ СЕТЕЙ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ С МАТРИЦЕЙ ВЕРОЯТНОСТЕЙ ПЕРЕХОДОВ, ЗАВИСЯЩЕЙ ОТ СОСТОЯНИЯ СЕТИ

И.В. Зубарев¹, А.А. Чумичкин², В.Л. Бурковский¹

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

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

Аннотация: применяемые в теории сетей массового обслуживания модели просто и наглядно демонстрируют поведение реальных объектов. Это в свою очередь позволяет минимизировать расходы на проектирование и разработку реальных объектов, избежать множества ошибок проектирования сетей и оптимизировать уже функционирующие сети. В статье рассматривается аналитический аппарат анализа структуры замкнутой сети массового обслуживания с экспоненциальным распределением длительности обслуживания в зависимости от потоков транзакций в системе, что обеспечивает воспроизведение нестационарных состояний. Описание процесса изменения структуры взаимодействия ее элементов представлено в рамках математической модели при помощи компонентов матрицы вероятностей переходов, зависящей от состояния сети массового обслуживания. Основной характеристикой замкнутой сети массового обслуживания является стационарное распределение вероятностей состояния переходов заявки после обслуживания, т.е. любая заявка за конечное число шагов выполняет переход из произвольного узла сети в любой другой узел сети. Для описания стационарного распределения вероятностей состояния замкнутой однородной сети массового обслуживания использовался метод составления уравнений локального баланса. Итоговым результатом моделирования стала формула вычисления интенсивности потока заявок в узле и среднего времени цикла между посещениями заявки данного узла. Применение алгоритмов расчета характеристик для замкнутых систем массового обслуживания позволяет сформировать эффективные модели распределенных систем обработки информации

Ключевые слова: математическое моделирование, замкнутые сети массового обслуживания, аналитическое моделирование, матрица вероятностей переходов, экспоненциальное распределение, интенсивность обслуживания, стационарное распределение вероятности состояния, среднее время цикла

Введение

В большинстве случаев модель распределенных систем обработки информации трудно сформировать на базе разработанных методов математического аппарата замкнутых сетей массового обслуживания. Но именно для замкнутых сетей массового обслуживания разработаны эффективные алгоритмы расчета характеристик [1]. В ряде случаев структура распределенной системы обработки информации в зависимости от ее текущего состояния может меняться. Изменение структуры может проявляться не только в виде появления или исчезновения каналов связи, но и в зависимости от распределения и направления потоков транзакций в системе. Для описания такого изменения структуры взаимодействия применим математическую модель на основании матрицы вероятностей переходов, зависящей от состояния сети массового обслуживания.

Известные сегодня аналитические модели сетей массового обслуживания не дают использовать возможность изменения матрицы веро-

ятностей переходов при расчете характеристик сети [2, 3].

Анализ замкнутой сети массового обслуживания – стационарное распределение вероятностей состояния

Рассмотрим замкнутую сеть массового обслуживания, которая содержит M узлов с экспоненциальным распределением длительности обслуживания и конечное число заявок (N). Предположим, что коэффициенты передачи зависят от состояния $m < M$ узлов сети. Ограничим количество дисциплин обслуживания одной «первый вошел – первый обслужен». Для рассматриваемой сети будем полагать, что интенсивность обслуживания в центрах может зависеть от количества элементов, находящихся на обслуживании, это позволит использовать в модели многолинейные центры. Выпишем определяющие сеть характеристики:

N – количество узлов сети;

M – общее количество заявок в сети;

$S(N, M)$ – множество состояний сети;

n_i – в i - узле сети количество заявок;

$\bar{n} = (n_1, n_2, n_3, \dots, n_M)$ - M -мерный вектор, характеризующий состояние сети (количество заявок в узлах);

Ω_i - единичный вектор размерности M , все координаты которого, кроме i , равны нулю;

$\mu_i = \mu_i(n_i)$ - величина интенсивности обслуживания в i узле, которая зависит от количества заявок в нем;

$\|P(\bar{n})\|$ - зависящая от состояния сети матрица вероятностей переходов;

$P_{ij}(\bar{n})$ - величина вероятности перехода заявки после обслуживания в узле i в узел j .

Для того чтобы вычислить характеристики сети массового обслуживания, сеть должна обладать свойством эргодичности. Это значит, что любая заявка может перейти из любого произвольного узла сети в любой другой, за конечное число шагов [5, 6].

Найдем основную характеристику замкнутой сети массового обслуживания - стационарное распределение вероятностей состояний $P(\bar{n})$. Для нахождения стационарного распределения вероятностей состояний воспользуемся методом составления уравнений локального баланса. Зависящие от нагрузки стационарные вероятности состояний замкнутой однородной сети массового обслуживания определим с помощью системы линейных разностных уравнений (1):

$$\sum_{k=1}^M \mu_k(n_k) P(\bar{n}) = \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^M (P_{ik}(\bar{n} + \Omega_i - \Omega_k) \times P(\bar{n} + \Omega_i - \Omega_k) \mu_i(n_i + 1 - \delta_{ik})), \quad (1)$$

где δ_{ij} - символ Кронеккера, равный единице, если i равно j , и равный нулю в противном случае.

Физический смысл формулы (1) показывает, что скорости выхода сети из состояния \bar{n} (в уравнении справа) и скорости входа сети в состояние \bar{n} (в уравнении слева) равны.

Преобразуем (1):

$$\sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^M (P_{ik}(\bar{n} + \Omega_i - \Omega_k) P(\bar{n} + \Omega_i - \Omega_k) \times \mu_i(n_i + 1 - \delta_{ik})) - \sum_{k=1}^M \mu_k(n_k) P(\bar{n}) = 0. \quad (2)$$

Запишем матрицу вероятностей переходов в следующем виде:

$$\|P(\bar{n})\| = \begin{pmatrix} P_{11}(\bar{n} + \Omega_1 - \Omega_1) & \dots & P_{M1}(\bar{n} + \Omega_M - \Omega_1) \\ P_{12}(\bar{n} + \Omega_1 - \Omega_2) & \dots & P_{M2}(\bar{n} + \Omega_M - \Omega_2) \\ \dots & \dots & \dots \\ P_{1M}(\bar{n} + \Omega_1 - \Omega_M) & \dots & P_{MM}(\bar{n} + \Omega_M - \Omega_M) \end{pmatrix}.$$

Чтобы определить потоки, которые циркулируют в стационарном режиме замкнутой сети, необходимо ввести коэффициенты передачи $e_i(\bar{n})$ такие, что $e_i(\bar{n})\lambda(N)$ представляют собой общую интенсивность потока, поступающего в i узел сети ($i = \overline{1, M}$). Величины интенсивности $e_i(\bar{n})\lambda(N)$ складываются из интенсивностей поступления заявок из других узлов. Отсюда $e_i(\bar{n})$ удовлетворяют системе линейных уравнений (3).

$$e_j(\bar{n}) = \sum_{i=1}^M e_i(\bar{n}) P_{ij}(\bar{n} + \Omega_i - \Omega_j), j = \overline{1, M}. \quad (3)$$

В силу предположения о стохастической неразложимости матрицы маршрутов решение системы уравнений (3) существует. Число неизвестных в системе уравнений (3) на единицу меньше количества переменных, так что ее решение единственно с точностью до мультипликативной константы ε . Если решением системы уравнений (3) является решение $\bar{e} = \{e_1, e_2, e_3, \dots, e_M\}$, то при $\varepsilon \neq 0$ ее решением являются и $\varepsilon \bar{e} = \{\varepsilon e_1, \varepsilon e_2, \varepsilon e_3, \dots, \varepsilon e_M\}$. Для нахождения конкретного решения системы (3) необходимо произвольно задать величину e_1 , например, e_1 сделать равной единице. Преобразуем уравнение (3) и подставим получившееся уравнение (4) в (1).

$$\sum_{i=1}^M \frac{e_i(\bar{n})}{e_j(\bar{n})} P_{ij}(\bar{n} + \Omega_i - \Omega_j) = 1, j = \overline{1, M} \quad (4)$$

$$\sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^M (P_{ik}(\bar{n} + \Omega_i - \Omega_k) [(P(\bar{n} + \Omega_i - \Omega_k) \mu_i(n_i + 1 - \delta_{ik}) - \frac{e_i(\bar{n})}{e_k(\bar{n})} \mu_k(n_k) P(\bar{n}))]) = 0. \quad (5)$$

Если выражение, находящееся в квадратных скобках, равно нулю, тогда уравнение глобального баланса (5) выполняется [8, 9].

$$\begin{aligned}
 & P(\bar{n} + \Omega_i - \Omega_k) \mu_i(n_i + 1 - \delta_{ik}) - \\
 & - \frac{e_i(\bar{n})}{e_k(\bar{n})} \mu_k(n_k) P(\bar{n}) = 0, \quad (6) \\
 & \bar{n} \in S(N, M)
 \end{aligned}$$

Формула (6) представляет из себя уравнение локального баланса. Данное выражение является достаточным, но не необходимым условием выполнения уравнения глобального баланса. Из (6) выразим стационарную вероятность состояния $P(\bar{n})$

$$\begin{aligned}
 P(\bar{n}) &= \frac{\mu_i(n_i + 1 - \delta_{ik})}{e_i(\bar{n})} \frac{e_k(\bar{n})}{\mu_k(n_k)} P(\bar{n} + \Omega_i - \Omega_k), \quad (7) \\
 \bar{n} &\in S(N, M)
 \end{aligned}$$

Чтобы решить рекуррентную формулу (7) необходимо выделить узлы сети, от состояния которых зависят e_i - коэффициенты передачи. Необходимо перенумеровать узлы сети так, чтобы номера узлов, от которых зависят коэффициенты передачи, имели номера от 1 до m , то есть $e_i(\bar{n}) = e_i(n_1, n_2, \dots, n_m)$.

Выразим из формулы (7) стационарную вероятность состояния сети. Для этого будем «приводить» сеть, начиная с первого узла, к состоянию, в котором все заявки находятся в узле M , а в остальных узлах, соответственно, заявки отсутствуют [7, 10].

$$\begin{aligned}
 P(\bar{n}) &= \frac{\mu_M(n_M + 1)}{e_M(n_1, n_m)} \frac{e_1(n_1, n_m)}{\mu_1(n_1)} \times \\
 &\times \left(\frac{\mu_M(n_M + 2)}{e_M(n_1 + 1, n_m)} \frac{e_1(n_1 - 1)}{\mu_1(n_1 - 1)} \right) P(\bar{n} + 2\Omega_M - 2\Omega_1)
 \end{aligned}$$

После «перемещения» заявок из узла 1 в узел M получим.

$$\begin{aligned}
 P(\bar{n}) &= \prod_{i=1}^{n_1} \frac{e_1(i, n_2, \dots, n_m)}{\mu_1(j)} \prod_{i=1}^{n_M} \frac{\mu_M(n_M + i)}{e_M(i, n_2, \dots, n_m)} \times \\
 &\times P(\bar{n} + n_1\Omega_M - n_1\Omega_M)
 \end{aligned} \quad (8)$$

После «перемещения» заявок из первых m узлов уравнение (7) примет вид (9)

$$\begin{aligned}
 P(\bar{n}) &= \prod_{i=1}^{n_1} \frac{e_1(i, n_2, \dots, n_m)}{e_M(i, n_2, \dots, n_m) \mu_1(j)} \prod_{i=1}^{n_2} \frac{e_2(0, i, n_3, \dots, n_m)}{e_M(0, i, n_3, \dots, n_m) \mu_2(j)} \dots \times \\
 &\times \prod_{i=1}^{n_m} \frac{e_m(0, 0, \dots, 0, i)}{e_M(0, 0, \dots, 0, i) \mu_m(i)} \prod_{i=1}^{n_1+n_2+\dots+n_m} \mu_M(n_M + i) \times \\
 &\times P(\bar{n} + \Omega_M(n_1 + n_2 + \dots + n_m) - \Omega_M n_1 - \dots - \Omega_M n_m)
 \end{aligned} \quad (9)$$

Выразим, пользуясь формулой (8), стационарное состояние сети $P(\bar{n} + (n_1 + n_2 + \dots + n_m)\Omega_M - n_1\Omega_1 - n_2\Omega_2 - \dots - n_m\Omega_m)$ «перемещающая» заявки в узел M из узлов $m+1 \dots M-1$.

$$\begin{aligned}
 & P(\bar{n} + (n_1 + \dots + n_m)\Omega_M - n_1\Omega_1 - \dots - n_m\Omega_m) = \\
 & = \prod_{i=m+1}^M \left(\prod_{j=1}^{n_i} \frac{e_j(0, \dots, 0)}{\mu_j(j)} \right) \prod_{i=n_1+\dots+n_m}^N \frac{\mu_M(i)}{e_M(0, \dots, 0)} P(N\Omega_M) \quad (10)
 \end{aligned}$$

Подставим (1) в (9) и учтем, что значения передаточных коэффициентов e_i являются решением системы уравнений (4) и обладают мультипликативным свойством, так что значение коэффициента e_M во всех решениях можно сделать заранее определенным числом, отличным от нуля. Используем это свойство и положим все e_M равными константе E , получим:

$$\begin{aligned}
 P(\bar{n}) &= G_M(N)^{-1} \prod_{i=1}^{n_1} \frac{e_1(i, n_2, \dots, n_m)}{\mu_1(j)} \dots \prod_{i=1}^{n_m} \frac{e_m(0, 0, \dots, 0, i)}{\mu_m(i)} \times \\
 &\times \prod_{i=m+1}^M \left(\prod_{j=1}^{n_i} \frac{e_j(0, \dots, 0)}{\mu_j(j)} \right) \quad (11)
 \end{aligned}$$

В формуле (11) выражение, стоящее в квадратных скобках, не зависит от состояния сети массового обслуживания, то есть представляет собой нормализующую константу. Её мы определим из условия нормировки:

$$G_M(N) = \sum_{\bar{n} \in S(N, M)} P(\bar{n}) \quad (12)$$

Окончательно выражение для вероятности стационарных состояний примет вид:

$$P(\bar{n}) = G_M(N)^{-1} \prod_{i=1}^m X_i(n_1, \dots, n_m) \prod_{i=m+1}^M Z_i(n_i), \quad (13)$$

$$\text{где } Z_i(n) = \prod_{j=1}^n \frac{e_i(0, \dots, 0)}{\mu_i(j)}, \quad i > m, \quad (14)$$

$$X_j(n_1, n_2, \dots, n_m) = \prod_{i=1}^{n_j} \frac{e_j(0, 0, i, n_{j+1}, n_{j+2}, \dots, n_m)}{\mu_j(i)} \quad (15)$$

На основании полученной формулы для распределения вероятностей состояний замкнутой однородной сети массового обслуживания получим основные показатели качества функционирования.

Найдем вероятность нахождения в узле M (граничном) ровно n заявок.

$$P(n_M = n, N) = G^{-1}(N, M) \sum_{\bar{n} \in S(N, M), n_M = n} P(\bar{n})$$

Пользуясь формулой (14), получим

$$P(n_M = n, N) = G^{-1}(N, M) Z_M(n) \times \left[\sum_{\bar{n} \in S(N, M), n_M = n} \prod_{i=1}^m X_i(n_1, \dots, n_m) \prod_{i=m+1}^{M-1} Z_i(n_i) \right]$$

Выражение, которое заключено в квадратные скобки, отображает нормализующую константу для сети массового обслуживания, которая получилась из исходной путем удаления узла N и уменьшения количества заявок на n . С учетом этого вероятность нахождения в M узле n заявок равна.

$$P(n_M = n, N) = Z_M(n) \frac{G_{M-1}(N-n)}{G_M(N)}. \quad (16)$$

Аналогичным образом получим формулу для нахождения в узле m n заявок. Узел m имеет наибольший номер среди узлов, чье состояние оказывает влияние на матрицу маршрутов.

$$P(n_m = n, N) = X_m(0, 0, \dots, n) \frac{G_{m-1}(N-n)}{G_m(N)}. \quad (17)$$

Заметим, что изъятие из сети узла является математической абстракцией, и вычисление значений передаточных коэффициентов при этом не изменяется.

Найдем интенсивность выходящего потока заявок в узле i $\lambda_i(N)$ ($m < i \leq M$). Интенсивность выходящего потока заявок для узла с интенсивностью обслуживания, зависящей от нагрузки, вычисляется по формуле (18):

$$\lambda_i(N) = \sum_{n=1}^N P_i(n, N) \mu_i(n). \quad (18)$$

Из уравнения (14) получим уравнение (19) и подставим его в (18), используя выражение (16).

$$Z_i(n) \mu_i(n) = e_i(0, 0, \dots, 0) Z_i(n-1), \quad (19)$$

$$\lambda_i(N) = e_i(0, 0, 0, 0) \frac{G_{i-1}(N-1)}{G_M(N)}. \quad (20)$$

Для вычисления интенсивности потока заявок узла, от состояния которого не зависят коэффициенты передачи по формуле (22), необходимо выполнить перенумерацию так, чтобы интересующий узел имел номер M .

Аналогично для узла m подставим уравнения (15) и (21) в уравнение (18):

$$X_m(0, 0, \dots, n) \mu(n) = e_m(0, 0, \dots, n) X_m(0, 0, \dots, n-1), \quad (21)$$

$$\lambda_m(N) = e_m(0, 0, 0, n) \frac{G_{m-1}(N-1)}{G_M(N)}. \quad (22)$$

Для вычисления интенсивности потока заявок узла, от состояния которого зависят коэффициенты передачи по формуле (22), необходимо выполнить перенумерацию так, чтобы интересующий узел имел номер m .

Математическое ожидание числа заявок в M узле определяется по формуле (23):

$$L_i(N) = \sum_{n=1}^N P_i(n, N) n. \quad (23)$$

Подставим в формулу (23) уравнения (16) и (17) для узла, от состояния которого не зависят коэффициенты передачи, получим выражение (24). Аналогично для узла, от состояния которого зависят коэффициенты передачи, получим уравнение (25):

$$L_M(N) = G_M^{-1}(N) \sum_{n=1}^N n Z_M(n) G_{M-1}(N-n), \quad (24)$$

$$L_m(N) = G_m^{-1}(N) \sum_{n=1}^N n X_m(n) G_{m-1}(N-n). \quad (25)$$

Для вычисления характеристик произвольных узлов необходимо использовать перенумерацию. Время обслуживания найдем по формуле Литтла:

$$T_i(N) = \frac{L_i(N)}{\lambda_i(N)}. \quad (26)$$

Для замкнутых сетей массового обслуживания важной характеристикой является среднее время цикла (среднее время между посещениями заявки узла i):

$$V_i(N) = \frac{N - L_i(N)}{\lambda_i(N)}. \quad (27)$$

Среднее время цикла рассчитывается на основе средней длины очереди и средней интенсивности обслуживания, вычисляемых по формулам (20), (22), (24) и (25).

Вывод

Применение алгоритмов расчета характеристик для замкнутых систем массового обслуживания позволило сформировать эффективную модель распределенной системы обработки информации. В ходе исследования была предложена аналитическая модель, описывающая изменения структуры распределенной системы обработки информации в зависимости от взаимодействия потоков транзакций. Итоговым результатом моделирования стали формулы вычисления среднего времени цикла между посещениями заявки произвольного узла, а также средней длины очереди и средней интенсивности обслуживания потока заявок.

Литература

1. Жожикашвили В.А., Вишневецкий В.М. Сети массового обслуживания. Теория и применение к сетям ЭВМ. М.: Радио и связь, 1988. 192 с.

2. Кульгин М. Технологии корпоративных сетей. Энциклопедия. СПб.: Изд-во «Питер», 2000. 704 с.

3. Кенинг Д., Штоян Д. Методы теории массового обслуживания; под ред. Г.П. Климова. М.: Радио и связь, 1981. 128 с.

4. Шнепс М.А. Численные методы теории телетрафика. М.: Связь, 1974. 256 с.

5. Толмачев А.Л. Некоторые характеристики замкнутых экспоненциальных сетей // Теория телетрафика и информационные сети. М.: Наука, 1977. С. 3-6.

6. Тананко И.Е., Фокина Н.П. Анализ замкнутых ненадежных сетей массового обслуживания с групповыми переходами требований // Изв. Саратов. ун-та. Нов. сер. Сер. Математика. Механика. Информатика. 2013. Т. 13. Вып. 2. Ч. 1. С. 111-117.

7. Митрофанов Ю.И., Рогачко Е.С., Станкевич Е.П. Анализ неоднородных сетей массового обслуживания с групповыми переходами требований // Изв. Саратов. ун-та. Нов. сер. Сер. Математика. Механика. Информатика. 2011. Т. 11. Вып. 3. Ч. 1. С. 41-46.

8. Долгов В.И. Исследование замкнутых сетей массового обслуживания с дискретным временем, групповыми переходами требований и управлением интенсивностями обслуживания методом имитационного моделирования // Компьютерные науки и информационные технологии: материалы междунар. науч. конф. Саратов: Издат. центр «Наука», 2016. С. 145-148.

9. Хинчин А.Я. Работы по математической теории массового обслуживания. М.: Физматлит, 1963. 236 с.

10. Боровков А.А. Вероятностные процессы в теории массового обслуживания. М.: ФИЗМАТЛИТ, 1972. 368 с.

11. Гнеденко Б.В., Коваленко И.Н. Введение в теорию массового обслуживания. М.: Наука, 1966. 432 с.

12. Калашников В.В. Организация моделирования сложных систем. М.: Знание, 1982. 62 с.

Поступила 01.03.2020; принята к публикации 27.03.2020

Информация об авторах

Зубарев Игорь Валентинович – канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода, автоматизации и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: zubarev71@gmail.com

Чумичкин Александр Александрович – канд. техн. наук, доцент, начальник научно-исследовательского отдела, 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), тел. +7(905)650-75-97, e-mail: Alexander.chumichkin@gmail.com

Бурковский Виктор Леонидович – д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры электропривода, автоматизации и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. +7 (473) 243-77-20, e-mail: bvl@vorstu.ru

ANALYTICAL MODELING OF CLOSED EXPONENTIAL QUEUING NETWORKS WITH TRANSITION PROBABILITY MATRIX DEPENDING ON THE NETWORK CONDITION

I.V. Zubarev¹, A.A. Chumichkin², V.L. Burkovskiy¹

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air Academy”, Voronezh, Russia

Abstract: the models used in the theory of queuing networks simply and clearly demonstrate the behavior of real objects. This, in turn, allows one to minimize the costs of designing and developing real objects, avoiding a lot of network design errors, and optimizing existing networks. The article deals with the analytical apparatus for analyzing the structure of a closed queuing network with an exponential distribution of the service duration depending on the transaction flows in the system, which ensures the reproduction of non-stationary states. The description of the process of changing the structure of interaction of its elements is presented in the framework of the mathematical model using the components of the transition probability matrix, which depends on the state of the queuing network. The main characteristic of a closed queuing network is the stationary probability distribution of the transition state of the application after service, i.e. any application, in a finite number of steps, performs a transition from some network node to any other network node. To describe the stationary probability distribution of the state of a closed homogeneous queuing network, we used the method of compiling local balance equations. The final simulation result was a formula for calculating the flow of applications in a node and the average cycle time between visits to a given node. The use of performance calculation algorithms for closed queuing systems allows one to form effective models of distributed information processing systems

Key words: mathematical modeling, closed queuing networks, analytical modeling, transition probability matrix, exponential distribution, service intensity, stationary state probability distribution, average cycle time

References

1. Zhozhikashvili V.A., Vishnevskiy V.M. "Queuing networks. Theory and application to computer networks" ("Seti massovogo obsluzhivaniya. Teoriya i primeneniye k setyam EVM"), Moscow, Radio i svyaz', 1988, 192 p.
2. Kul'gin M. "Technology corporate networks. Encyclopedia" ("Tekhnologii korporativnykh setey. Entsiklopediya"), St. Petersburg, "Peter", 2000, 704 p.
3. Kening D., Shtoyan D., ed. by Klimov G.P., "Methods of the theory of queuing" ("Metody teorii massovogo obsluzhivaniya"), Moscow, Radio i svyaz', 1981, 128 p.
4. Shneps M.A. "Numerical methods of the theory of body traffic" ("Chislennyye metody teorii teletrafika"), Moscow, Svyaz', 1974, 256 p.
5. Tolmachev A.L. "Some characteristics of closed exponential networks", *Theory of the body of traffic and information networks (Teoriya teletrafika i informatsionnye seti)*, Moscow, Nauka, 1977, pp. 3-6.
6. Tananko I.Ye., Fokina N.P. "Analysis of closed unreliable queuing networks with group transitions of requirements", *News of Saratov University (Izvestiya Saratovskogo universiteta)*, 2013, vol. 13, no. 2, part 1, pp. 111-117.
7. Mitrofanov Yu.I., Rogachko Ye.S., Stankevich Ye P. "Analysis of heterogeneous queuing networks with group transitions of requirements", *News of Saratov University (Izvestiya Saratovskogo universiteta)*, 2011, vol. 11, no. 3, part 1, pp. 41-46.
8. Dolgov V.I. "Research of closed queuing networks with discrete time, group transitions of requirements and control of service intensities by the method of simulation modeling", *Computer Science and Information Technology: proc. of the Intern. Scientific Conf. (Komp'yuternyye nauki i informatsionnyye tekhnologii: materialy mezhdunar. nauch. konf.)*, Saratov, Nauka, 2016, pp. 145-148.
9. Khinchin A.Ya. "Works on the mathematical theory of queuing" ("Raboty po matematicheskoy teorii massovogo obsluzhivaniya"), Moscow, Fizmatlit, 1963, 236 p.
10. Borovkov A.A. "Probabilistic processes in queuing theory" ("Veroyatnostnyye protsessy v teorii massovogo obsluzhivaniya"), Moscow, Fizmatlit, 1972, 368 p.
11. Gnedenko B.V., Kovalenko I.N. "Introduction to queuing theory" ("Vvedeniye v teoriyu massovogo obsluzhivaniya"), Moscow, Nauka, 1966, 432 p.
12. Kalashnikov V.V. "Organization of modeling complex systems" ("Organizatsiya modelirovaniya slozhnykh sistem"), Moscow, Znanie, 1982, 62 p.

Submitted 01.03.2020; revised 27.03.2020

Information about the authors

Igor' V. Zubarev, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya st., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (473) 243-77-20, e-mail: zubarev71@gmail.com

Aleksandr A. Chumichkin, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Head of Research Department, Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces "N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air Academy" (54 "A" Starikh Bolshevikov Street, Voronezh 394064, Russia), tel.: +7 (905) 650-75-97, e-mail: Alexander.chumichkin@gmail.com

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

СИНТЕЗ РОБАСТНЫХ ЛИНЕЙНО-КВАДРАТИЧНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ДЛЯ ЛИНЕЙНЫХ ИНТЕРВАЛЬНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

И.А. Болдырев, А.С. Кожин

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: при исследовании объектов управления мы встречаемся с различными неточностями в определении их параметров. Одним из методов борьбы с неопределенностями становится использование различных оценок параметров объекта управления. Современной наукой разработаны различные методики оценки неопределенных параметров объекта управления. Неопределенность параметров бывает в том случае, когда множество параметров объекта управления представляет собой более чем одну точку. Если это множество задано при помощи вероятностных характеристик, то это так называемая вероятностная неопределенность параметров объекта. Если для параметров объекта известны границы интервалов, в которые они заключены, то такая неопределенность называется интервальной. Если же параметры объекта заданы при помощи функции принадлежности, то в этом случае используется теория нечеткой логики. Интервальное определение параметров объекта управления используется при работе с величинами, для которых известны лишь границы интервалов, внутри которых заключены их значения. Интервальный подход в описании параметров объекта используется для учета округлений и ошибок, возникающих при расчетах на компьютере, и является сильным методом в представлении объектов с неопределенными параметрами. Причина, по которой используют интервальные системы, состоит в неполноте информации об объекте управления, погрешности при измерении параметров объекта, ошибки линеаризации и так далее. Различные задачи классической теории автоматического управления позволяют заменять сосредоточенные параметры на их интервальные аналоги. Многие интервальные задачи адекватны практически приложениям. Синтез ЛКР относится к классическим методам, который позволяет получать регуляторы, минимизирующие интегральный критерий качества относительно ресурса регулируемых и регулирующих величин. Проведено исследование возможности синтеза ЛКР для объектов заданных интервально. Такое применение двух известных методов позволяет работать с нелинейными объектами с использованием при этом классической линейной теории управления

Ключевые слова: ЛКР – линейно-квадратичный регулятор, ЛИДС – линейные интервальные динамические системы

Введение

Разработка робастных систем автоматического управления – это одна из самых актуальных проблем теории автоматического управления. Способность регулятора сохранять устойчивость системы при изменении ее параметров в некоторых пределах называется робастной устойчивостью. Устойчивость – это самое важное, но не единственное свойство систем автоматического управления. Важнейшие свойства систем управления – точность, перерегулирование, время переходного процесса, которые также должны быть представлены на должном уровне. Способность системы автоматического управления гарантировать определенные требования на указанные выше качественные характеристики при изменении параметров объекта управления определяется как робастность в широком смысле. Именно робастность в широком смысле будет рассмотрена в данной работе.

Постановка задачи

Пусть система автоматического управления будет представлена в виде

$$\dot{x} = (F + \Delta F)x + Bu, \quad (1)$$

где $B = \|b_{ij}\|$ – действительная и известная постоянная матрица размерностью $n \times m$; x – вектор состояния размерностью n ; u – вектор управления размерностью m ; $F = \|f_{ij}\|$ – действительная известная постоянная матрица размерностью $n \times n$, $\Delta F = \|\Delta f_{ij}\|$ – действительная неизвестная матрица размерностью $n \times n$, на значения элементов которой наложены ограничения

$$\forall (i, j) \in \overline{\{1, n\}} : \Delta f_{ij} = \sum_{m=1}^p \mu_{ij}^m \cdot \delta_m, \quad (2)$$

μ_{ij}^m, δ_m – действительные числа, при этом

$\forall (i, j) \in \overline{\{1, n\}}, \forall m \in \overline{\{1, p\}} \mu_{ij}^m$ – имеют

известные значения, а δ_m –

удовлетворяют интервальным ограничениям

$$\delta_m^{\min} \leq \delta_m \leq \delta_m^{\max}. \quad (3)$$

δ_m – называются интервальными числами, а любая матрица, содержащая хотя бы одно интервальное число, называется интервальной матрицей.

Изучим “задачу об аналитическом конструировании регулятора” [1] для объектов управления с сосредоточенными параметрами и рассмотрим обобщение данного метода для случая, когда объектом управления является ЛИДС (1) [2-7].

Оптимальные ЛИДС

Пусть если $M > 0$, то это означает, что матрица M положительно определена; $M \geq 0$ – то это означает, что матрица M неотрицательно определена; $M < 0$ – то это означает, что матрица M отрицательно определена; $M \leq 0$ – то это означает, что матрица M – неположительно определена; $M = (M)^T$ – то это означает, что M – матрица симметричная; $M \in R^{m \times n}$ – то это означает, что M это матрица, имеющая размерность $m \times n$.

Пусть $F \in R^{n \times n}$, $B \in R^{n \times m}$, $K = K^T > 0$, $K \in R^{n \times n}$, $Q = Q^T \geq 0$, $Q \in R^{n \times n}$, $R = R^T > 0$, $R \in R^{m \times m}$ постоянные и известные действительные матрицы, удовлетворяющие уравнению Риккати

$$Q - KBR^{-1}B^TK^T + KF + F^TK^T = 0. \quad (4)$$

И пусть $\Delta F \equiv [0]$, тогда

$$u = -R^{-1}B^TK^T x \quad (5)$$

для объекта (1) будет доставлять минимум относительно критерия

$$J = \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt. \quad (6)$$

То есть будет оптимальным относительно (6).

Положим что $\Delta F \neq [0]$ и выполнены условия (2),(3). И рассмотрим (6) для данного случая.

Пусть Ω – это множество квадратных матриц $A^k = \|a_{ij}^k\|$ размерности $n \times n$, для каждого элемента которых справедливо:

$$\forall (i, j) \in \overline{\{1, n\}}, \forall k \in \overline{\{0, 2^p - 1\}}: \\ a_{ij}^k = \sum_{m=1}^p \mu_{ij}^m \cdot \delta_m^k + f_{ij} \quad (7)$$

Пусть

$$a_{ij}^0 = \sum_{m=1}^p \mu_{ij}^m \cdot \delta_m^{\min} + f_{ij}. \quad (8)$$

Можно несложно доказать, что мощность множества Ω равна значению 2^p .

Лемма 1. Любую матрицу $A = F + \Delta F$, при условии (2),(3) можно выразить в виде:

$$A = F + \Delta F = \sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k \cdot A^k, \quad (9)$$

где

$$\lambda_k \geq 0 \quad (k = \overline{0; 2^p - 1}), \quad (10)$$

$$\sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k = 1. \quad (11)$$

Доказательство.

Чтобы доказать лемму, надо доказать истинность (9), (10), (11). Без нарушения общности доказательства положим, что значения δ_m , $\forall m \in \overline{\{1, p\}}$ – известные величины, которые удовлетворяют соотношениям

$$\frac{\tilde{\delta}_i}{\bar{\delta}_i} \geq \frac{\tilde{\delta}_{i+1}}{\bar{\delta}_{i+1}}, \quad \forall i \in \overline{\{1, p-1\}}, \quad (12)$$

где $\tilde{\delta}_k = \delta_k - \delta_k^{\min}$; $\bar{\delta}_k = \delta_k^{\max} - \delta_k^{\min}$.

Пусть

$$\lambda_0 = \left(1 - \frac{\tilde{\delta}_1}{\bar{\delta}_1}\right); \lambda_k = \left(\frac{\tilde{\delta}_k}{\bar{\delta}_k} - \frac{\tilde{\delta}_{k+1}}{\bar{\delta}_{k+1}}\right), \\ \forall k \in \overline{\{1, p-1\}}; \quad (13)$$

$$\lambda_p = \frac{\tilde{\delta}_p}{\bar{\delta}_p}; \lambda_m = 0, \forall m \in \overline{\{p+1, 2^p-1\}}.$$

Истинность (10) следует из (12),(13). Рас-

смотрим $\sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k$, согласно (13):

$$\sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k = \left(1 - \frac{\tilde{\delta}_1}{\bar{\delta}_1}\right) + \sum_{k=1}^{p-1} \left(\frac{\tilde{\delta}_k}{\bar{\delta}_k} - \frac{\tilde{\delta}_{k+1}}{\bar{\delta}_{k+1}}\right) + \frac{\tilde{\delta}_p}{\bar{\delta}_p} = \\ = \left(1 - \frac{\tilde{\delta}_1}{\bar{\delta}_1}\right) + \left(\frac{\tilde{\delta}_1}{\bar{\delta}_1} - \frac{\tilde{\delta}_p}{\bar{\delta}_p}\right) + \frac{\tilde{\delta}_p}{\bar{\delta}_p} = 1$$

Откуда следует истинность (11).

Пусть матрицы $A^k = \|a_{ij}^k\|$ ($k \in \overline{\{0, p\}}$), в соответствии с (7), являются элементами множества Ω . В этом случае:

$$\forall (i, j) \in \overline{\{1, n\}}: a_{ij}^k = \sum_{m=1}^p \mu_{ij}^m \cdot \delta_m^k + f_{ij} \quad (14)$$

$$\text{где } \delta_m^k = \begin{cases} \delta_m^{\max} & \text{если } m \leq k \\ \delta_m^{\min} & \text{если } m > k \end{cases} \text{ или}$$

$$\tilde{\delta}_m^k = \begin{cases} \delta_m^{\max} - \delta_m^{\min} & \text{если } m \leq k \\ 0 & \text{если } m > k \end{cases}. \quad (15)$$

Истинность доказательства не нарушится, если будет доказана (9) относительно элемента a_{ij} матрицы $A = \|a_{ij}\|$.

В соответствии с правилами умножения матрицы на число и сложения матриц тождество (9) относительно матричных элементов будет иметь вид:

$$a_{ij} = f_{ij} + \Delta f_{ij} = \sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k \cdot a_{ij}^k.$$

Из сказанного выше, в соответствии с (2), следует, что доказательство равенства (9) сводится к доказательству равенства

$$\sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k \cdot a_{ij}^k = \sum_{m=1}^p \mu_{ij}^m \cdot \delta_m + f_{ij}. \quad (16)$$

Затем приведена последовательность преобразований с указанием номера равенства используемого для очередного эквивалентного перехода:

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k \cdot a_{ij}^k & \stackrel{(13)}{=} \left(1 - \frac{\tilde{\delta}_1}{\delta_1}\right) a_{ij}^0 + \sum_{k=1}^{p-1} \left(\frac{\tilde{\delta}_k}{\delta_k} - \frac{\tilde{\delta}_{k+1}}{\delta_{k+1}}\right) a_{ij}^k + \frac{\tilde{\delta}_p}{\delta_p} a_{ij}^p \stackrel{(14)}{=} \\ & = a_{ij}^0 + \mu_{ij}^1 \cdot \tilde{\delta}_1 + \sum_{m=2}^{p-1} (\mu_{ij}^m \cdot \tilde{\delta}_m) + \mu_{ij}^p \cdot \tilde{\delta}_p = \\ & = a_{ij}^0 + \sum_{k=1}^p \mu_{ij}^k \cdot \tilde{\delta}_k = \\ & = a_{ij}^0 + \sum_{m=1}^p \mu_{ij}^m \cdot \tilde{\delta}_m = \end{aligned}$$

$$= a_{ij}^0 + \sum_{m=1}^p \mu_{ij}^m \cdot (\delta_m - \delta_m^{\min}) =$$

$$= a_{ij}^0 + \sum_{m=1}^p \mu_{ij}^m \cdot \delta_m - \sum_{m=1}^p \mu_{ij}^m \cdot \delta_m^{\min} \stackrel{(8)}{=}$$

$$= \sum_{m=1}^p \mu_{ij}^m \cdot \delta_m^{\min} + f_{ij} + \sum_{m=1}^p \mu_{ij}^m \cdot (\delta_m - \delta_m^{\min}) =$$

$$= \sum_{m=1}^p \mu_{ij}^m \cdot \delta_m + f_{ij}.$$

Мы видим, что выполнено условие (16), откуда следует выполнение условия (9). Лемма доказана.

Теорема 1. Если $A^k = \|a_{ij}^k\|$,

$\forall k \in \overline{\{0, 2^p - 1\}}$, принадлежащие множеству

Ω , являются решением уравнения

$$Q^k - KBR^{-1}B^TK^T + KA^k + (A^k)^TK^T = 0, \quad (17)$$

где $Q^k = (Q^k)^T \geq 0, Q \in R^{n \times n}, K = K^T > 0,$

$K \in R^{n \times n}, R = R^T > 0, R \in R^{m \times m}$ – действительные матрицы с сосредоточенными параметрами, то каждая матрица с интервальными элементами

$$A = \sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k \cdot A^k$$

является решением уравнения

$$Q^* - KBR^{-1}B^TK^T + KA + A^TK^T = 0, \quad (18)$$

где

$$Q^* = \sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k \cdot Q^k \quad (19)$$

– матрица, которая неотрицательно определена и выполнено тождество

$$\int_0^{\infty} (x^T Q^* x + u^T R u) dt = x_0^T K x_0, \quad (20)$$

$x(0) = x_0$ – начальное значение вектора

$x(t) \in R^n$.

Доказательство. Чтобы доказать теорему 1, нужно доказать (18) и (20). Докажем истинность (18). Умножим левую и правую часть (17) на λ_k и просуммируем по k :

$$\sum_{k=0}^{2^p-1} (\lambda_k Q^k - \lambda_k KBR^{-1}(B)^TK^T + \lambda_k KA^k + \lambda_k (A^k)^TK^T) = 0 \quad (21)$$

Затем применим правила линейной алгебры [8, 9] и получим выражение:

$$\begin{aligned} & \sum_{k=0}^{2^p-1} (\lambda_k Q^k) - (KBR^{-1}(B)^TK^T) \sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k + \\ & + K \sum_{k=0}^{2^p-1} (\lambda_k A^k) + \left(\sum_{k=0}^{2^p-1} (\lambda_k A^k) \right)^T (K)^T = 0 \end{aligned} \quad (22)$$

Используя (9), (11), (19) из (22), приходим к (18).

Заметим, что Q^* – неотрицательно определенная симметричная матрица. Данное предположение следует из (10), (19), а также из того, что $\forall k \in \{0, 2^p - 1\} \quad Q^k = (Q^k)^T \geq 0$.

Докажем (20), для этого рассмотрим функцию Ляпунова, которая отрицательно определена

$$V = -x^T Kx. \quad (23)$$

В соответствии с линейной системой

$$\dot{x} = (A - BR^{-1}B^TK^T)x,$$

которая получена из (1) и (5), производная по времени от (23) примет вид:

$$\dot{V} = -x^T (KA + A^TK^T - 2KBR^{-1}B^TK^T)x. \quad (24)$$

В соответствии с (18), получаем

$$KA + A^TK^T = -Q^* + KBR^{-1}B^TK^T. \quad (25)$$

В соответствии с (24),(25) получим, что

$$\dot{V} = x^T (Q^* + KBR^{-1}B^TK^T)x. \quad (26)$$

Согласно с (6) и (26) приходим к тому, что

$$\dot{V} = x^T Q^* x + u^T Ru. \quad (27)$$

Так как (23) отрицательно определена, а (26),(27) – положительно определены, то нулевое решение (1) в силу (5) будет асимптотически устойчивым. Поэтому

$$\lim_{b \rightarrow \infty} (x(b)^T Kx(b)) = 0,$$

откуда, в соответствии с (23),(27),

$$\int_0^\infty (x^T Q^* x + u^T Ru) dt = - \lim_{b \rightarrow \infty} (x(t)^T Kx(t)) \Big|_0^b = - \lim_{b \rightarrow \infty} (x(b)^T Kx(b)) + (x(0)^T Kx(0)) = x_0^T Kx_0.$$

Равенство (20) доказано. Теорема доказана.

Следствие 1. Пусть $Q = Q^*$, тогда (5) для (1) доставляет минимум относительно критерия (6) для матриц A вида (9).

Следствие 2. Пусть $Q = Q^*$, тогда минимум функционала (6) имеет одно и то же значение и не зависит от матрицы A вида (9).

Следствие 3. Пусть $Q = Q^*$, тогда постоянство значения (6) получается из того, что $Q = Q^*$ является функцией от A (9), и поэтому (20) является более общим случаем (6) тогда, когда в качестве объекта управления рассматривается ЛИДС (1).

Критерий качества управления для ЛИДС

На практике очень интересно оценить (6) для случая интервальной матрицы A .

Пусть система управления составлена из объекта вида (1) и управления вида (5). Пусть также $Q = (Q)^T \geq 0, R = (R)^T > 0$ – постоянные матрицы. Оценим значение функционала (6).

Лемма 2. Если H и F – положительно определенные и симметричные матрицы размерностью $n \times n$, то всегда существует невырожденная матрица W размерностью $n \times n$, причем $H = W^T \cdot \tilde{H}^d \cdot W, F = W^T \cdot I \cdot W, I$ – единичная матрица, $\tilde{H}^d = \|\tilde{h}_{ij}^d\|$ – диагональная матрица, что означает $\tilde{h}_{ij}^d = 0$, когда $i \neq j$, и $\tilde{h}_{ij}^d > 0$, когда $i = j \quad \forall (i, j) \in \overline{\{1, n\}}$.

Доказательство. Из [4] известно, что матрицу F можно выразить в виде произведения симметричных положительно определенных матриц

$$F = \hat{F} \cdot \hat{F},$$

в данной ситуации можно несложно доказать, что $\tilde{H} = (\hat{F})^{-1} \cdot H \cdot (\hat{F})^{-1}$ – положительно определенная и симметричная матрица, которую можно диагонализировать. Положим

$$\tilde{H} = T_{\tilde{H}}^T \tilde{H}^d T_{\tilde{H}},$$

\tilde{H}^d – матрица диагональная, $T_{\tilde{H}}^T = T_{\tilde{H}}^{-1}$ – матрица невырожденная.

Откуда получаем, что

$$F = (T_{\tilde{H}} \cdot \hat{F})^T \cdot I \cdot (T_{\tilde{H}} \cdot \hat{F}),$$

$$H = (T_{\tilde{H}} \cdot \hat{F})^T \cdot \tilde{H}^d \cdot (T_{\tilde{H}} \cdot \hat{F}).$$

Таким образом, существует невырожденная матрица $W = T_{\tilde{H}} \cdot \hat{F}$. Лемма доказана.

$$\det((Q + KBR^{-1}B^TK^T) - \mu(Q^k + KBR^{-1}B^TK^T)) = 0, \quad (28)$$

где $k \in \overline{\{1, 2^p\}}$.

Лемма 3. Каждое из 2^p уравнений (28) относительно μ имеет n решений и, причем, вещественных.

Доказательство. Пусть

$$S = (Q + KBR^{-1}B^TK^T),$$

$$P^k = (Q^k + KBR^{-1}B^TK^T), \quad (29)$$

причем $S = (S)^T > 0, P^k = (P^k)^T > 0$, в этом случае тождество (28) можно записать в виде:

$$\det(S - \mu P^k) = 0. \quad (30)$$

В соответствии с Леммой 2, существует матрица W^k такая, что

$$S - \mu P^k = (W^k)^T (S_d^k - \mu I)(W^k), \quad (31)$$

S_d^k – положительно определенная и диагональная, а I – единичная матрицы. В соответствии со свойствами определителей и согласно с (31)

$$\begin{aligned} \det(S - \mu P^k) &= \det((W^k)^T (S_d^k - \mu I)(W^k)) = \\ &= \det((W^k)^T) \det(S_d^k - \mu I) \det(W^k) \end{aligned} \quad (32)$$

Согласно с тем, что $\det(W^k) = \det((W^k)^T) \neq 0$ и в соответствии с (32) тождество (30), а следовательно, и (28), можно записать как:

$$\det(S_d^k - \mu I) = 0. \quad (33)$$

Исходя из того, что S_d^k – диагональная и вещественная матрица размерности $n \times n$, то уравнение (33) будет иметь n вещественных решений, откуда следует, что уравнение (28) также имеет n вещественных решений. Лемма доказана.

Пусть μ_i^k – это i -е решение k -го уравнения (28).

Положим

$$L = \max_{i,k} (\mu_i^k), i \in \overline{\{1, n\}}, k \in \overline{\{1, 2^p\}}. \quad (34)$$

Теорема 2. Пусть (1) – это ЛИДС, а u представлено в виде (5), тогда величину (6) можно оценить следующим образом

$$J = \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt \leq L(x_0^T K x_0), \quad (35)$$

$x(0) = x_0$ – начальное состояние вектора $x(t) \in R^n$.

Доказательство. Сначала докажем неположительную определенность матрицы $((Q + KBR^{-1}B^TK^T) - L(Q^k + KBR^{-1}B^TK^T))$. (36)

В соответствии с (29), матрица (36) будет иметь следующий вид:

$$S - LP^k.$$

В соответствии с Леммой 2 существует W^k такое, что

$$S - LP^k = (W^k)^T (S_d^k - LI)(W^k), \quad (37)$$

причем S_d^k – положительно определенная и диагональная матрица, а I – единичная матрица. В соответствии с (37) знакоопределенность (36) зависит от матрицы

$$(S_d^k - LI). \quad (38)$$

Характеристическое уравнение матрицы (38) относительно переменной η будет иметь следующий вид:

$$\det(S_d^k - LI - \eta I) = 0. \quad (39)$$

Преобразуем (39) к виду:

$$\det(S_d^k - (L + \eta) \cdot I) = 0. \quad (40)$$

Пусть

$$\mu = (L + \eta), \quad (41)$$

тогда получаем уравнение (33), которое полностью эквивалентно уравнению (28).

Исходя из (41) и имея в распоряжении множество решений (33) $\mu_i^k : i \in \overline{\{1, n\}}$, получим множество решений (40) $\eta_i^k : i \in \overline{\{1, n\}}$, которое можно представить в виде:

$$\eta_i^k = \mu_i^k - L : i \in \overline{\{1, n\}}. \quad (42)$$

Исходя из (34) и (42) получим, что $\eta_i^k \leq 0 : i \in \overline{\{1, n\}}$.

Множество (42) совпадает с множеством решений характеристического уравнения для матрицы (36), откуда следует что $(Q + KBR^{-1}B^TK^T) - L(Q^k + KBR^{-1}B^TK^T) \leq 0$ (43)

Исходя из свойств (10), (11), получаем

$$\sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k ((Q + KBR^{-1}B^TK^T) - L(Q^k + KBR^{-1}B^TK^T)) \leq 0$$

Исходя из дальнейших преобразований, получаем:

$$\begin{aligned} &\left(\sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k Q + \sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k KBR^{-1}B^TK^T \right) - \\ &- L \left(\sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k Q_k + \sum_{k=0}^{2^p-1} \lambda_k KBR^{-1}B^TK^T \right) \leq 0. \end{aligned}$$

Используя (9), (10), (11), (19), приходим к тому, что

$$((Q + KBR^{-1}B^TK^T) - L(Q^* + KBR^{-1}B^TK^T)) \leq 0 \quad (44)$$

Исходя из того, что матрицы $Q + KBR^{-1}B^TK^T$, $Q^* + KBR^{-1}B^TK^T$ – положительно определены, (44) можно трактовать следующим образом:

$$x^T (Q + KBR^{-1}B^TK^T) x \leq L x^T (Q^* + KBR^{-1}B^TK^T) x. \quad (45)$$

Исходя из (45) получаем:

$$\int_0^{\infty} x^T (Q + KBR^{-1}B^TK^T) x dt \leq L \int_0^{\infty} x^T (Q^* + KBR^{-1}B^TK^T) x dt. \quad (46)$$

Из (46) и (5) получаем:

$$\int_0^{\infty} (x^T Qx + u^T Ru) dt \leq L \int_0^{\infty} (x^T Q^* x + u^T Ru) dt. \quad (47)$$

Из (47) и (20) получаем:

$$J = \int_0^{\infty} (x^T Qx + u^T Ru) dt \leq L \int_0^{\infty} (x^T Q^* x + u^T Ru) dt = L(x_0^T Kx_0) \quad (48)$$

Заметим, что из (48) следует (35). Что и требовалось доказать. Теорема доказана.

Вывод

Все вышеизложенное позволяет использовать ЛКР-синтез для получения робастных регуляторов вида (5) в том случае, когда объект управления представляет собой линей-

ную интервальную динамическую систему вида (1).

Литература

1. Атинс М., Фалб П. Оптимальное управление. М.: Машиностроение, 1968. 764 с.
2. Шокин Ю.И. Интервальный анализ. Новосибирск: Наука, 1981. 112 с.
3. Калмыков С.А., Шокин Ю.И., Юлдашев З.Х. Методы интервального анализа. Новосибирск: Наука, 1986. 122 с.
4. Шарый С.П. Конечномерный интервальный анализ. Новосибирск: XYZ, 2019. 629 с.
5. Ащепков Л.Т., Давыдов Д.В. Универсальные решения интервальных задач оптимизации и управления. М.: Наука, 2006. 285 с.
6. Болдырев И.А. Синтез ЛКР для линейных интервальных динамических систем // Электротехнические комплексы и системы управления. 2014. № 3(35). С. 34 – 40.
7. Болдырев И.А. Алгоритм синтеза ЛКР детерминированной структуры для линейных интервальных динамических систем // Электротехнические комплексы и системы управления. 2015. № 3(39). С. 28 – 34.
8. Шафаревич И.Р., Ремизов А.О. Линейная алгебра и геометрия. М.: Физматлит, 2009. 511 с.
9. Беклемишев Д.В. Дополнительные главы линейной алгебры. М.: Наука, 1983. 336 с.

Поступила 02.03.2020; принята к публикации 27.03.2020

Информация об авторах

Болдырев Игорь Александрович – канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода, автоматике и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: boldyrev_igor@mail.ru, тел. 8(473)243-77-20

Кожин Алексей Сергеевич – канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода, автоматике и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: ellexx@mail.ru, тел. 8(473)243-77-20

SYNTHESIS OF ROBUST LINEAR-QUADRATIC REGULATORS FOR LINEAR INTERVAL DYNAMIC SYSTEMS

I.A. Boldyrev, A.S. Kozhin

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: in the study of control objects, we encounter various inaccuracies in determining their parameters. One of the methods for dealing with uncertainties is the use of various estimates of the parameters of the control object. Modern science has developed various methods for assessing the uncertain parameters of the control object. Parameter uncertainty occurs when the set of parameters of the control object is more than one point. If this set is specified using probabilistic characteristics, then this is the so-called probabilistic uncertainty of the parameters of the object. If the boundaries of the intervals in which they are enclosed are known for the parameters of the object, then such uncertainty is called interval. If the parameters of the object are specified using the membership function, then in this case the theory of fuzzy logic is used. The interval determination of the parameters of the control object is used when working with quantities for which are known, only the boundaries of the intervals within which their values are enclosed. The interval approach in the description of object parameters is used to take into account rounding and errors that occur during calculations on a computer and is a powerful method in representing objects with undefined parameters. The reason for using interval systems is that the information about the control object is incomplete, the errors in measuring the parameters of the object, linearization errors, and so on. Various tasks of the classical theory of automatic control make it possible to replace lumped parameters with their interval counterparts. Many interval tasks are adequate for practical applications. LQR synthesis refers to the classical methods, which allows one to obtain regulators that minimize the integral quality criterion with respect to the resource of regulated and regulatory quantities. In this paper, we study the pos-

sibility of synthesizing LQR for objects given at intervals. This application of two well-known methods makes it possible to work with nonlinear objects using the classical linear control theory

Key words: LQR – linear quadratic regulator, LIDS – linear interval dynamic system

References

1. Atins M., Falb P. “Optimal control” (“Optimal'noe upravlenie”), Moscow, Mashinostroenie, 1968, 764 p.
2. Shokin Yu.I. “Interval analysis” (“Interval'nyy analiz”), Novosibirsk, Nauka, 1981, 112 p.
3. Kalmykov S.A., Shokin Yu.I., Yuldashev Z.Kh. “Interval analysis methods”, (“Metody interval'nogo analiza”), Novosibirsk, Nauka, 1986, 122 p.
4. Shary S.P. “Finite dimensional interval analysis” (“Konechnomernyy interval'nyy analiz”), Novosibirsk, XYZ, 2019, 629 p.
5. Aschepkov L. T., Davydov D. V. Universal solutions of interval optimization and control problems. Moscow, Nauka, 2006, 285 p.
6. Boldyrev I.A. “Synthesis of LQR for linear interval dynamic systems”, *Electrotechnical Complexes and Control Systems (Elektrotekhnicheskie komplekсы i sistemy upravleniya)*, 2014, no. 3 (35), pp. 34-40.
7. Boldyrev I.A. “Algorithm for the synthesis of LQR of a determinate structure for linear interval dynamic systems” *Electrotechnical Complexes and Control Systems (Elektrotekhnicheskie komplekсы i sistemy upravleniya)*, 2015, no. 3 (39), pp. 28-34.
8. Shafarevich I. R., Remizov A. O. “Linear algebra and geometry” (“Lineynaya algebra i geometriya”), Moscow, Fizmatlit, 2009, 511 p.
9. Beklemishev D.V. “Additional chapters of linear algebra” (“Dopolnitel'nye glavy lineynoy algebrы”), Moscow, Nauka, 1983, 336 p.

Submitted 02.03.2020; revised 27.03.2020

Information about the authors

Igor' A. Boldyrev, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: boldyrev_igor@mail.ru, tel. 8(473)243-77-20

Aleksey S. Kozhin, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: ellex@mail.ru, tel. 8(473)243-77-20

СТРУКТУРНЫЙ АНАЛИЗ И МОДИФИКАЦИИ СИСТЕМЫ С ГИСТЕРЕЗИСОМ БУКА-ВЕНА

Н.Н. Карабутов

МИРЭА – Российский технологический университет, г. Москва, Россия

Аннотация: предложен метод структурной идентификации динамической системы с гистерезисом, описываемым уравнением Бука-Вена, в условиях неопределенности по данным «вход-выход». Метод основан на введении специального класса геометрических структур, отражающих состояние гистерезиса. На основе анализа структур предложен метод оценки структурной идентифицируемости системы и рассмотрены условия его применения. Он основан на фрагментации геометрической структуры и дальнейшем анализе ее свойств. Для их оценки применяется метод секущих, который позволяет на классе линейных моделей получить показатели, позволяющие принимать решение о структурных свойствах и идентифицируемости системы. Решение задачи структурной идентификации базируется на применении метода иерархического погружения, позволяющего на каждой итерации структурного синтеза устанавливать существенные связи, влияющие на выход гистерезиса. При этом на каждой итерации должно выполняться условие структурной идентифицируемости. Решение задачи дается для классической модели Бука-Вена. Определены условия, при которых возможно применение метода иерархического погружения. Предложены модификации модели Бука-Вена и показана их работоспособность. Модификации позволяют упростить процесс идентификации параметров системы и гарантируют ее устойчивость. Результаты применения предложенного подхода подтвердили структурные свойства рассматриваемой нелинейной системы

Ключевые слова: нелинейная система, гистерезис, модель Бука-Вена, геометрическая структура, структурная идентифицируемость, иерархическое погружение

Введение

Для описания нелинейных систем с гистерезисом широко применяется модель Бука-Вена (МБВ) [1]. Система описывается следующей системой уравнений

$$m\ddot{x} + c\dot{x} + F(x, z, t) = f(t), \quad (1)$$

$$F(x, z, t) = \alpha kx(t) + (1 - \alpha)kdz(t), \quad (2)$$

$$\dot{z} = d^{-1} \left(a\dot{x} - \beta |\dot{x}| |z|^n \operatorname{sign}(z) - \gamma \dot{x} |z|^n \right), \quad (3)$$

где $m > 0$ — масса, $c > 0$ — демпфирование, $F(x, z, t)$ — восстанавливающая сила, $d > 0$, $n > 0$, $k > 0$, $\alpha \in (0, 1)$, $f(t)$ — возбуждающая сила, a, β, γ — некоторые числа. Далее будем обозначать систему (1)-(3) через S_{BW} .

(3) является уравнением Бука-Вена. Предложены различные модификации МБВ (см., например, [1-4]). Они направлены на учет особенностей и свойств конкретного объекта управления. При этом за основу берется система, описываемая уравнениями (1)-(3). В [5] предложена модификация МБВ на случай несимметричного гистерезиса. Модель приведена к виду

$$\dot{z} = \left(a - (\beta + \gamma \operatorname{sign}(z\dot{x})) |z|^n \right) \dot{x}.$$

Ряд расширений модели Бука-Вена основано на введении в уравнение (3) новых множителей [1, 6], которые позволяют учесть требования, предъявляемые к системе. Так, для учета эффектов деградации и зажатия железобетонных конструкций предложена следующая модификация модели Бука-Вена [6]

$$\dot{z} = \frac{h(z, \varepsilon)}{1 + \delta_\eta} \left[(\dot{x} - 1 - \delta_\nu) \left(\beta |\dot{x}| |z|^{n-1} + \gamma (\dot{x} |z|^n) \right) \right],$$

где δ_η и δ_ν — параметры, отражающие уменьшение жесткости и прочности конструкции; $h(z, \varepsilon)$ учитывает эффект защемления.

Во всех исследованиях структура модели (1)-(3) считается известной. Пределы изменения параметров выбираются из условия обеспечения устойчивости уравнения (3). Эта проблема оказывает существенное влияние на выбор метода идентификации. Для идентификации параметров МБВ применяются различные подходы и методы [1, 6-8]. В [8] отмечается, что оценки параметра модели (3) могут не совпадать с результатами, полученными для других входных сигналов. Такие примеры говорят о неоднозначности идентификации, которая вызывает неустойчивость модели относительно входа. Это объясняется тем, что модель Бука-Вена должна быть устойчивой и обеспечивать адекватность физическому процессу.

Итак, существует разнообразие модификаций модели Бука-Вена. Они адаптируют структуру модели (3) к различного рода особенностям изучаемой системы. Вносимые изменения в МБВ часто приводят к усложнению структуры модели. Это сказывается на процессе идентификации, что приводит к применению различных процедур оценки параметров. В проводимых исследованиях не рассматривалась задача идентифицируемости модели (3), что привело к чувствительности получаемых оценок к входу системы. Связано это с тем, что не любой вход может обеспечить идентифицируемость системы [9]. Оценка идентифицируемости нелинейной системы связана с анализом специального класса структур S_{ey} , которые отражают состояние нелинейной части системы.

Учитывая это, ниже рассматривается задача структурной идентифицируемости системы (1)-(3) с целью восстановления структуры модели (3) на основе данных «вход-выход» (f, x) . Показывается, до какого уровня возможно применение структур для восстановления связей в модели (3). Так как реализация МБВ связана с решением проблемы устойчивости модели (3), то предлагаются модификации уравнения с целью упрощения исходного уравнения и обеспечения его устойчивости.

Постановка задачи

Рассматривается S_{BW} -система (1)-(3). Для системы известна информация о входе и выходе

$$I_o = \{f(t), x(t), t \in [t_0, t_e]\}, \quad (4)$$

где $t_e < \infty$. Считаем, что $f(t), x(t)$ являются ограниченными функциями времени.

Необходимо на основе анализа множества I_o оценить условия идентифицируемости нелинейной части системы S_{BW} и определить структурные составляющие модели Бука-Вена (3).

Решение этой задачи позволяет ответить на вопрос: возможна ли оценка структуры такой сложной нелинейной системы, как система, описываемая уравнением (3), в условиях неопределенности.

Применение геометрических структур для оценки структурной идентифицируемости системы

Для оценки структурной идентифицируемости системы (1)-(3) воспользуемся подходом, предложенным в [9, 10]. Применим к $x(t)$ операцию дифференцирования и обозначим полученную переменную через x_1 . В результате получим информационное множество $I_{ent} = \{I_o, x_1(t)\}$.

Выделим подмножество данных $I_g \subset I_{ent}$, соответствующее частному решению системы (1)-(3) (установившемуся состоянию). Это значит, что необходимо исключить данные I_{tr} , содержащие информацию о переходном процессе в системе. Применим математическую модель

$$\dot{x}_1^l(t) = H^T [1 \ u(t) \ x(t)]^T \quad (5)$$

для выделения линейной составляющей x_1 , определенной на интервале $J_g = J \setminus J_{tr}$. Здесь $H \in R^3$ — вектор параметров модели. Выбор интервала J_g нетрудно осуществить на основе минимизации критерия $Q(e)$:

$$\min_H Q(e) \Big|_{e=\hat{x}_1^l - x_1} \rightarrow H_{opt}$$

На основе модели (5) определяем прогноз для переменной $x_1 \ \forall t \in I_g$ и формируем ошибку $e(t) = \hat{x}_1^l(t) - x_1(t)$. $e(t)$ зависит от переменной z S_{BW} -системы. В результате получаем множество

$$I_{N,g} = \{y(t), e(t) \ t \in J_g\},$$

которое будем использоваться в дальнейшем. Здесь $y = x$ — выход S_{BW} -системы.

Перейдем в пространство $\mathcal{P}_{ye} = (y, e)$ и построим фазовый портрет системы (1). Фазовому портрету S , описываемому функцией $\Gamma_{yx_1} : \{y\} \rightarrow \{x_1\}$, соответствует структура S_{ey} , описываемая функцией $\Gamma_{ey} : \{y\} \rightarrow \{e\} \ \forall t \in J_g$. На рис. 1 представлен фазовый портрет S и изменение выхода гистерезиса z для системы (1)-(3) с параметрами: $d = a = m$, $n = 1.5$, $\beta = 0.5$, $\alpha = 1.5$, $k = 0.6$, $m = 1$, $c = 2$, $d = a = m$. Возбуждающая сила $f(t) = 2 - 2 \sin(0.15\pi t)$.

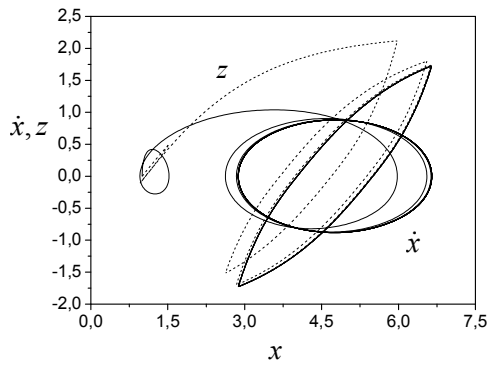


Рис. 1. Фазовый портрет и выход модели (3)

Для оценки возможности структурной идентифицируемости нелинейной части системы определим структуру S_{ey} , которая является оценкой гистерезиса в структурном пространстве \mathcal{P}_{ey} . Применим модель

$$\dot{\hat{x}} = -0.199x + 0.471f \quad (6)$$

и вычислим ошибку $e = \dot{\hat{x}} - \dot{x}$. Соответствующая структура S_{ey} , описываемая отображением $s_{ey} : y(t) \rightarrow e(t)$, показана на рис. 2. Здесь же представлен выход модели \hat{e} , аппроксимирующей $e(t)$. Модель имеет вид:

$$\gamma_{ey} = 0.033y - 0.153, \quad r_{ey}^2 = 0.983,$$

где $\gamma_{ey} = \hat{e}$ — секущая структуру S_{ey} , r_{ey}^2 — коэффициент детерминации. Если сравнить рис. 1, 2, то можно заметить, что области определения z и \hat{e} совпадают. Из рис. 2 следует, что S_{BW} -система является нелинейной. Оценим ее идентифицируемость. Определим центр структуры S_{ey} на множестве $\{e\}$.

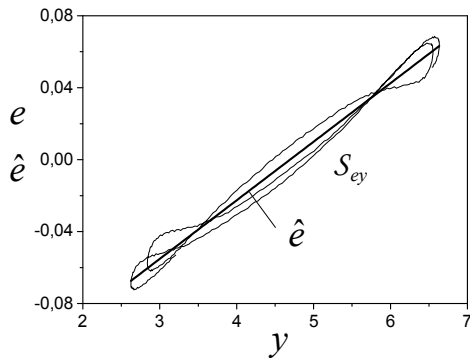


Рис. 2. Структура S_{ey}

Он равен $c_s = -0.001$. Далее воспользуемся подходом, предложенным в [11]. Проведем че-

рез точку c_s на ось y прямую, параллельную оси ординат. Получим два фрагмента $(F_{S_{ey}}^l, F_{S_{ey}}^r) \subset S_{ey}$. Построим секущие для левого $F_{S_{ey}}^l$ и правого $F_{S_{ey}}^r$ фрагментов

$$\begin{aligned} \gamma_e^l &= 0.0313y - 0.146, \quad r_{ye,l}^2 = 0.912, \\ \gamma_e^r &= 0.032y - 0.15, \quad r_{ye,r}^2 = 0.926, \end{aligned} \quad (7)$$

Теорема 1 [10, 11]. Пусть: 1) линейная часть системы (1)-(3) является устойчивой, а нелинейность $z(x)$ удовлетворяет секторному условию

$$z \in \mathcal{F}_z = \left\{ \chi_1 \xi^2 \leq z(\xi) \xi \leq \chi_2 \xi^2, \right. \\ \left. \xi \neq 0, \varphi(0) = 0, \chi_1 \geq 0, \chi_2 < \infty \right\},$$

2) вход $f(t)$ является ограниченным, кусочно-непрерывным и постоянно возбуждаемым; 3) существует такое $\delta_s > 0$, что $h(S_{ey}) \geq \delta_s$, где $h(S_{ey})$ — расстояние между противоположными сторонами структуры S_{ey} . Тогда структура S_{ey} является h -идентифицируемой на множестве $I_{N,g}$.

Из рис. 2 следует, что структура S_{ey} является h -идентифицируемой и информативной. Вход является постоянно возбуждаемым и S-синхронизирующим [9]. Структурная идентифицируемость S_{BW} -системы следует из следующего утверждения [10, 11].

Теорема 2. Пусть: 1) структура S_{ey} является h -идентифицируемой и имеет вид $S_{ey} = F_{S_{ey}}^l \cup F_{S_{ey}}^r$, где $F_{S_{ey}}^l, F_{S_{ey}}^r$ — левый и правый фрагменты S_{ey} ; 2) секущие для $F_{S_{ey}}^l, F_{S_{ey}}^r$ описываются уравнениями (7). Тогда структура S_{ey} является структурно идентифицируемой или h_{δ_h} -идентифицируемой, если

$$\|a^l - a^r\| \leq \delta_h, \quad (8)$$

где $\delta_h \geq 0$ — некоторое заданное число, a^l и a^r — коэффициенты секущих при y .

Условия теоремы 2 выполняются с $\delta_h = 0.002$. Структура секущих (7) согласуется с секущей γ_{ey} для S_{ey} . Полученные результаты показывают, что S_{BW} -система является h_{δ_h} -идентифицируемой, а модель (5) SM-идентифицирующей [10].

Эти результаты позволяют перейти к оценке структурных составляющих модели Бука-Вена (3).

Структурная идентификация системы S_{BW}

Найдем производную от $e(t)$, применив операцию численного дифференцирования. Так как эта процедура чувствительна к ошибкам вычисления, то для сглаживания $\dot{e}(t)$ применим обратное преобразование Фурье. Обозначим полученную переменную через $\varepsilon = \dot{e}$. Дальнейший анализ показал, что ε не зависит от x (см. рис. 3). Таким образом, ε должна зависеть от \dot{x} и z .

Рассмотрим структуру $S_{\varepsilon\dot{x}}$, описываемую отображением $\Gamma_{\varepsilon\dot{x}}: \dot{x} \rightarrow \varepsilon$, где $\hat{\dot{x}}$ — оценка производной \dot{x} . Построим секущую γ_{ε} для $S_{\varepsilon\dot{x}}$. Она имеет вид

$$\gamma_{\varepsilon\dot{x}} = 0.0324\hat{\dot{x}}, \quad r_{\varepsilon\dot{x}}^2 = 0.86. \quad (9)$$

Ее адекватность отражает рис. 3. Итак, рис. 3 и (9) подтверждают влияние \dot{x} на свойства гистерезиса.

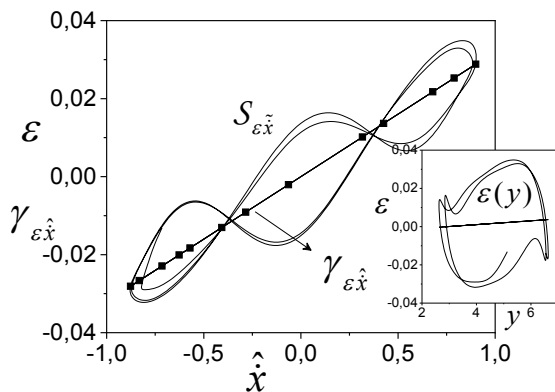


Рис. 3. Структура для оценки влияние производной выхода S_{BW} -системы

Оценим связь между переменными z с ε . В качестве оценки z используем переменную e . В дальнейшем для нее будем использовать обозначение $\hat{z} = e$. Анализ показывает, что между \hat{z} и ε отсутствует линейная связь. Следовательно, может существовать корреляция между ε и комбинацией \hat{z} и $\hat{\dot{x}}$ (см. выше). Исключим влияние линейной составляющей по $\hat{\dot{x}}$ на ε . Для этого сформируем переменную $\vartheta = \varepsilon - \gamma_{\varepsilon\dot{x}}$. Перейдем в пространство $\mathcal{P}_{\vartheta\mu}$, $\mu = |\hat{z}|^h \hat{\dot{x}}$, $h > 0$. Введение абсолютной величины связано с обеспечением действительного значения μ при $\hat{z} < 0$. Пример оценки связи на основе анализа структуры $S_{\vartheta\mu}$ показан на рис. 4, где $h = 0.5$.

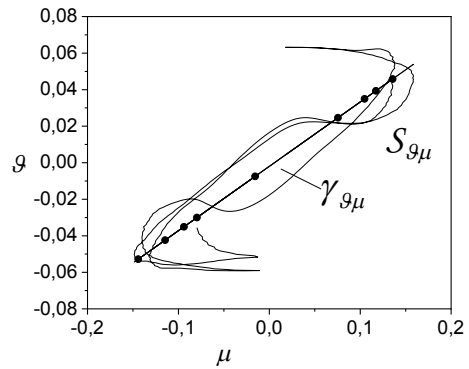


Рис. 4. Структура для оценки влияния переменной μ

Секущая $\gamma_{\vartheta\mu}$ структуру $S_{\vartheta\mu}$ имеет вид: $\gamma_{\vartheta\mu} = 0.354\mu$, $r_{\vartheta\mu}^2 = 0.82$, $h = 0.5$. Следует заметить, что выбор h может не соответствовать параметру n в (3). Причина такого несоответствия следует из предлагаемого подхода. Истинные оценки для параметров модели Бука-Вена могут быть получены только на этапе параметрической идентификации.

Для рассматриваемого случая МБВ влияния переменной μ можно оценить не только на основе анализа системы структурной идентификации в пространстве \mathcal{P}_{μ} , но и в пространстве $\mathcal{P}_{\varepsilon\mu}$. Этот вывод следует из рис. 5, где представлена зависимость $\vartheta = \vartheta(\varepsilon)$.

Замечание 2. Для установления структурных связей можно в качестве выхода использовать секущую (9).

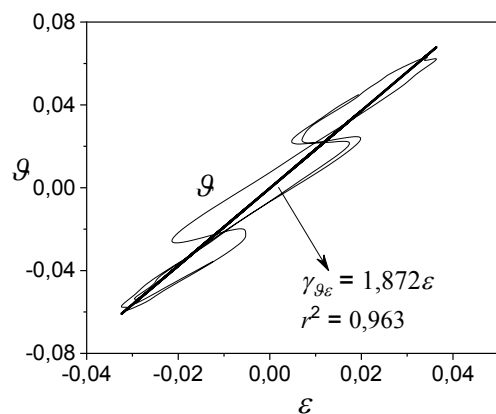


Рис. 5. Оценка взаимосвязи между ε и ϑ

Справедливость предложенного подхода подтверждает рис. 6, который отражает взаимосвязь эталонной и полученной оценок гистерезиса. Секущая $\gamma_{z\dot{z}}$ структуру имеет вид

$$\gamma_{z\dot{z}} = 0.033z - 0.0068, \quad r_{z\dot{z}}^2 = 0.836.$$

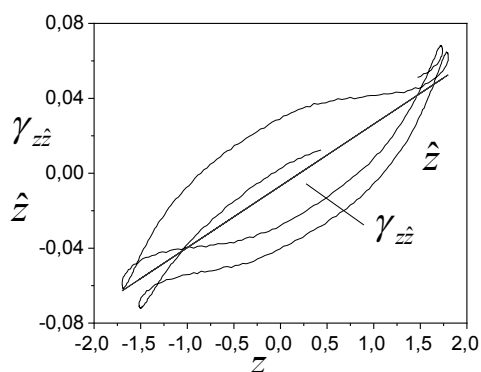


Рис. 6. Оценка близости z и \hat{z}

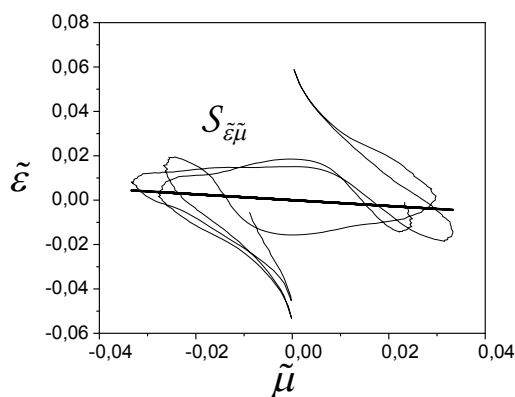


Рис. 7. Незначимая структура $S_{\tilde{\epsilon}\tilde{\mu}}$

Итак, проведенный структурный анализ показал, что динамика гистерезиса зависит от переменных z и \dot{x} . Выход системы (1), (2) непосредственно не влияет на изменение гистерезиса. Структурный анализ требует применения адекватного математического аппарата для принятия решений о структуре системы S_{BW} . Рассмотренный здесь структурный анализ представляет собой метод иерархического погружения [12] в пространство состояния системы и ее расширение.

Возникает вопрос: до какого этапа (уровня) может применяться метод иерархического погружения?

Рассмотрим информационное множество $I_i(I_o)$, на котором определена структура S_i , где i — уровень иерархического погружения. Содержание множеств $I_i(I_o)$ представлено выше. Там же рассмотрены соответствующие им структуры. Пусть $\mathcal{N}S_{i+1}$ является незначимой структурой [11]. Это значит, что на уровне $i+1$ система является структурно неидентифицируемой.

Теорема 3. Система S_{BW} является структурно идентифицируемой на заданном информационном множестве $I_i(I_o)$ с помощью структуры S_i , если на уровне $i+1$ $S_{i+1} = \mathcal{N}S_{i+1}$.

Теорема 3 непосредственно следует из теорем 1, 2 [11]. Пример остановки метода иерархического погружения демонстрирует рис. 7. На рис. 7 представлена структура $S_{\tilde{\epsilon}\tilde{\mu}}$, где $\tilde{\mu} = |\hat{z}|\hat{\dot{x}}$, $\tilde{\epsilon} = \vartheta - \gamma_{g\tilde{\mu}}$. Здесь же показана секущая структура $S_{\tilde{\epsilon}\tilde{\mu}}$.

Если аппроксимировать переменную $\tilde{\epsilon}$ на множестве $\{\hat{x}(t), \tilde{\mu}(t)\}$, т. е. получить модель

$$\hat{\tilde{\epsilon}} = \hat{a}_1 \tilde{\mu} + \hat{a}_2 \hat{x}$$

и ввести невязку $\tilde{\kappa} = \tilde{\epsilon} - \hat{\tilde{\epsilon}}$, то последующая аппроксимация $\tilde{\kappa}$ с помощью линейной модели с независимой переменной $\tilde{\mu}$ дает основание сделать вывод, что эта связь является существенной. Тем самым этот вывод обосновывает наличие в уравнении (3) третьего слагаемого в правой части.

Замечание 3. Каждый нелинейный математический объект имеет свою специфику. Поэтому обобщать предложенный подход для работы с незначимыми структурами на другие классы нелинейностей вряд ли справедливо. Только учет особенностей системы, которые проявляются в синтезируемых структурах, позволяет применить тот или иной метод к оценке исследуемой связи между переменными. Так реализация процедур структурной идентификации системы (1)-(3) с $\gamma = 0$ показала, что структуры S_i могут отличаться от представленных выше.

Итак, предложен метод оценки структуры модели Бука-Вена на основе анализа информационного множества I_o . Он основан на процедуру иерархического погружения и анализе специального класса геометрических структур, отражающих состояние нелинейной части системы на каждом этапе структурной идентификации.

Модификации гистерезиса Бука-Вена

Предложено много модификаций МБВ (см., например, [1–4]). Они направлены на учет особенностей и свойств конкретного объекта

управления. При этом за основу берется система, описываемая уравнениями (1)-(3). Ниже предлагается ряд модификаций системы S_{BW} . Основная цель внесения структурных изменений — упрощение системы и улучшение ее свойств.

Анализ результатов моделирования показал, что последнее слагаемое в правой части (3) отвечает за «доводку» гистерезиса на участках «насыщения» или переключения. Если для конкретного объекта это не критично, то за счет подбора параметров S_{BW} -системы можно компенсировать этот член в уравнении (3). Ниже предлагаются следующие модификации модели Бука-Вена (3)

$$M_{\rho\omega\mu\nu\beta n} : \dot{z} = -\rho z |\dot{x}|^\omega + a |\dot{x}|^\mu \text{sign}(\dot{x}) - \beta |\dot{x}|^\nu |z|^n \text{sign}(z), \quad (10)$$

$$M_{\mu\beta n} : \dot{z} = a |\dot{x}|^\mu \text{sign}(\dot{x}) - \beta |\dot{x}|^\nu |z|^n \text{sign}(z), \quad (11)$$

$$M_{\mu\nu\beta n} : \dot{z} = a |\dot{x}|^\mu \text{sign}(\dot{x}) - \beta |\dot{x}|^\nu |z|^n \text{sign}(z). \quad (12)$$

Введение в (10) линейной составляющей по z повышает возможности реализации модели, связанные с обеспечением устойчивости S_{BW} -системы. Так как система является нелинейной, то для обеспечения требуемого состояния гистерезиса введена функция $|\dot{x}(t)|^\omega$, которая позволяет соблюсти требуемые условия

изменения переменной z . Параметры $\rho >, \omega \geq 0$ изменяются в заданных диапазонах. Для сравнения выходов модели (3), которую будем считать эталоном, и моделей (10)-(12) было проведено математическое моделирование, результаты которого представлены на рис. 8, 9. Модель (3) обозначим через \mathcal{M} . Рис. 8 отражает в обобщенном виде выходы моделей (3), (10)-(12).

Значения параметров для рассматриваемых моделей представлены в таблице.

Выбранное на рис. 8 представление позволяет сравнивать свойства моделей по обобщенным показателям в пространстве «минимум-максимум», исключив при этом наложение выходов моделей в пространстве \mathcal{P}_{xz} , что приводит к усложнению процесса принятия решения. На рис. 8 использованы следующие обозначения: z — модель \mathcal{M} , $z1$ — модель $M_{\rho\omega\mu\nu\beta n}$, $z2$ — модель $M_{\mu\beta n}$, $z3$ — модель $M_{\mu\nu\beta n}$; \blacklozenge — среднее значение; $—$ — медиана; \circ — экстремальное значение (конец области «насыщения»). Из рисунка следует, что модели (10)-(12) адекватно описывают процесс гистерезиса. При моделировании не предпринималась попытка точного воспроизведения \mathcal{M} -гистерезиса модификациями Бука-Вена.

Параметры моделей для сравнительного моделирования

Модель	m	β	γ	α	n	c	ν	ρ	μ	ω	k
\mathcal{M}	1	0.5	0.2	0.7	1.5	2	0	0	0	0	0.6
$M_{\rho\omega\mu\nu\beta n}$	1.5	0.5	0	0.7	1.55	2.1	0.9	0.2	0.9	1.1	0.6
$M_{\mu\beta n}$	1	0.5	0	0.7	1.5	2	0	0	1.7	0	0.6
$M_{\mu\nu\beta n}$	1	0.5	0	0.7	1.5	2	0.7	0	1.5	0	0.6

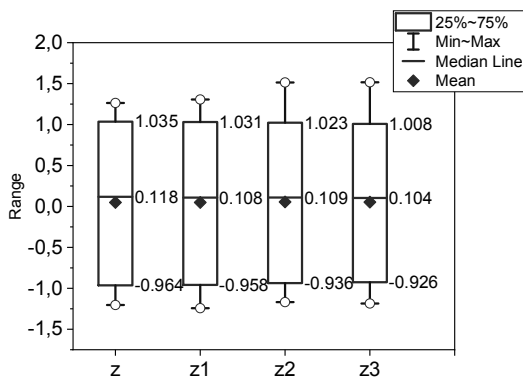


Рис. 8. Сравнение моделей гистерезиса (3), (10)-(12)

Другим подтверждением работоспособности предложенных модификаций являются их вы-

сокие показатели в пространстве $\mathcal{P}_{z\dot{z}}$. В $\mathcal{P}_{z\dot{z}}$ получены модели, описываемые функциями $\tilde{\gamma}_{z\dot{z}_i} : z \rightarrow \hat{z}_i$, где \hat{z}_i — выход модели \mathcal{M}_i , $i = 1, 2, 3$, $1 = : \rho\omega\mu\nu\beta n$, $2 = : \mu\beta n$, $3 = : \mu\nu\beta n$. Соответствующие модели имеют вид

$$\gamma_{z\dot{z}_1} = z, \quad r_{z\dot{z}_1}^2 = 0.996, \quad (13)$$

$$\gamma_{z\dot{z}_2} = 0.972z, \quad r_{z\dot{z}_2}^2 = 0.992, \quad (14)$$

$$\gamma_{z\dot{z}_3} = 0.968z, \quad r_{z\dot{z}_3}^2 = 0.994. \quad (15)$$

На рис. 9 показан пример изменения выходов моделей \mathcal{M} и $M_{\rho\omega\mu\nu\beta n}$.

Рассмотрим влияние параметров на свойства модели $M_{\rho\omega\mu\nu\beta n}$. Параметр ω изменяет об-

ласть значений гистерезиса. Эту же функцию выполняет и ρ , но он влияет как на область значений, так и область определения. Параметр ν изменяет как дистанцию, так и диаметр, а n диаметр гистерезиса. Влияние остальных параметров исследовано в литературе.

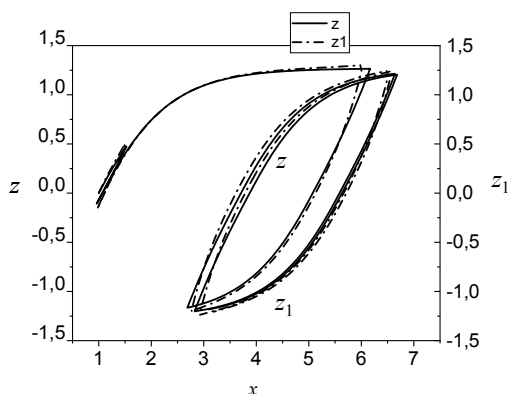


Рис. 9. Выходы гистерезиса, описываемого моделями (3) и (11)

Влияние параметров на свойства модели $M_{\mu\nu\beta n}$. Параметр ν оказывает такое же влияние, как и в модели $M_{\rho\nu\beta n}$. Аналогично влияет параметр μ . Наконец модель $M_{\mu\beta n}$. Параметр μ изменяет область определения гистерезиса. Параметр n влияет на форму петли, оставляя при этом исходные области задания гистерезиса.

Заключение

Предложен метод структурной идентификации динамической системы с гистерезисом, описываемым уравнением Бука-Вена, в условиях неопределенности. Он основан на введении специального класса структур, отражающих состояние гистерезиса. Предложен метод оценки структурной идентифицируемости системы и рассмотрены условия его применения. Далее на основе подтверждения структурной идентифицируемости системы синтезированы структуры, позволяющие выявить взаимосвязи между переменными, задающими вид итоговой идентифицируемой модели Бука-Вена. Реали-

зация процесса структурной идентификации основана на применении метода иерархического погружения. Определен уровень, на котором возможно применение данного метода. Предложены модификации модели Бука-Вена и показана их работоспособность.

Литература

1. Ismail M., Ikhouane F., Rodellar J. The hysteresis Bouc-Wen model, a survey // Arch Comput Methods Eng. 2009. Vol. 16. P. 161–188.
2. Chang C.-M., Strano S., Terzo M. Modelling of hysteresis in vibration control systems by means of the Bouc-Wen model // Shock and Vibration. 2016. Vol. 2016. Article ID 3424191. 14 p.
3. A Bouc-Wen model-based compensation of the frequency-dependent hysteresis of a piezoelectric actuator exhibiting odd harmonic oscillation / F. Fujii, K. Tatebatake, K. Morita, T. Shiinoki // Actuators. 2018. Vol. 7. No. 37. P. 1-16.
4. Ikhouane F., Rodellar J. Systems with hysteresis: analysis, identification and control using the Bouc-Wen model. New York: John Wiley & Sons Ltd, 2007. 223 p.
5. Bouc-Wen model parameter identification for a MR fluid damper using computationally efficient GA/ N. Kwok, Q. Ha, M. Nguyen, J. Li, B. Samali // ISA transactions. 2007. Vol. 46. No. 2. P. 167–179.
6. Dongl H., Han Q., Du Ix X. Application of an extended Bouc-Wen model for hysteretic behavior of the RC structure with SCEBs // Structural Engineering and Mechanics. 2019. Vol. 71. No. 6. P. 683-697.
7. Karabutov N. Identification of system with Bouc-Wen hysteresis // EPJ Web of Conferences. 2019. Vol. 224. No. 01003. 6 p.
8. О модификации модели Бук-Вена для описания гистерезиса нестационарных процессов/ А.Н. Данилин, Е.Л. Кузнецова, Н.Н. Курдюмов, Л.Н. Рабинский, С.С. Тарасов // Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Механика. 2016. № 4. С. 187–199.
9. Karabutov N. About structural identifiability of nonlinear dynamic systems under uncertainty // Global Journal of Science Frontier Research: A Physics and Space Science. 2018. Vol. 18. Is. 11. Version 1.0. P. 51-61.
10. Карабутов Н.Н. Структурная идентифицируемость нелинейных динамических систем // Мехатроника, автоматизация, управление. 2019. Т. 20. № 4. С. 195-205.
11. Karabutov N. Frameworks in problems of structural identification systems // International journal of intelligent systems and applications. 2017. Vol. 9. No. 1. P. 1-19.
12. Karabutov N. Structural identification of dynamic systems with hysteresis // International journal of intelligent systems and applications. 2016. Vol. 8. No. 7. P. 1-13.

Поступила 03.02.2020; принята к публикации 25.03.2020

Информация об авторах

Карабутов Николай Николаевич – д-р техн. наук, профессор, МИРЭА – Российский технологический университет (119454, г. Москва, проспект Вернадского, д. 78), e-mail: kn22@yandex.ru

STRUCTURAL ANALYSIS AND MODIFICATIONS OF SYSTEM WITH BOUC-WEN HYSTERESIS

N.N. Karabutov

MIREA - Russian Technological University, Moscow, Russia

Abstract: we propose the method of structural identification of a dynamic system with hysteresis described by the Bouc-Wen equation under conditions of uncertainty according to the input-output data. The method is based on the introduction of a special class of geometric structures that reflect the state of hysteresis. Based on the analysis of structures, we considered a method for assessing the structural identifiability of the system is proposed and the conditions for its use. It is based on the fragmentation of the geometric structure and further analysis of its properties. To evaluate them, we used the secant method, which allows one to obtain indicators on the class of linear models that make it possible to decide on the structural properties and identifiability of the system. The solution to the structural identification problem is based on the application of the hierarchical immersion method, which allows one to establish significant relationships at each iteration of structural synthesis that affect the hysteresis yield. At the same time, at each iteration, the condition of structural identifiability should be fulfilled. The solution to the problem is given for the classical Bouc -Wen model. We determined the conditions under which the hierarchical immersion method is possible. We propose modifications of the Bouc -Wen model and show their performance. Modifications can simplify the process of identifying system parameters and guarantee system stability. The results of applying the proposed approach confirmed the structural properties of the considered nonlinear system

Key words: nonlinear system, hysteresis, Bouc-Wen model, geometrical framework, structural identifiability, hierarchical immersion

References

1. Ismail M., Ikhouane F., Rodellar J. "The hysteresis Bouc-Wen model, a survey", *Arch Comput Methods Eng*, 2009, vol. 16, pp. 161–188.
2. Chang C.-M., Strano S., Terzo M. "Modelling of hysteresis in vibration control systems by means of the Bouc-Wen model", *Shock and Vibrations*, 2016, vol. 2016, article ID 3424191, 14 p.
3. Fujii F., Tatebatake K., Morita K., Shiinoki T. "A Bouc–Wen model-based compensation of the frequency-dependent hysteresis of a piezoelectric actuator exhibiting odd harmonic oscillation", *Actuators*, 2018, vol. 7, no. 37, pp. 1-16.
4. Ikhouane F., Rodellar J., "Systems with hysteresis: analysis, identification and control using the Bouc-Wen mode", New York: John Wiley & Sons Ltd, 2007.
5. Kwok N., Ha Q., Nguyen M., Li J., Samali B. "Bouc–Wen model parameter identification for a MR fluid damper using computationally efficient GA", *ISA transactions*, 2007, vol. 46, no. 2, pp. 167–179.
6. Dongl H., Han Q., DuIb X. "Application of an extended Bouc-Wen model for hysteretic behavior of the RC structure with SCEBs", *Structural Engineering and Mechanics*, 2019, vol. 71, no. 6, pp. 683-697.
7. Karabutov N. "Identification of system with Bouc-Wen hysteresis", *EPJ Web of Conferences*, 2019, vol. 224, no. 01003, 6 p.
8. Danilin A.N., Kuznetsova E.L., Kurdumov N.N., Rabinsky L.N., Tarasov S.S. "A modified Bouc-Wen model to describe the hysteresis of non-stationary processes," *Bulletin of Perm National Research University of Technology (Vestnik Permskogo natsional'nogo issledovatel'skogo politekhnicheskogo universiteta)*, 2016, no. 4, pp. 187-199.
9. Karabutov N. "About structural identifiability of nonlinear dynamic systems under uncertainty", *Global Journal of Science Frontier Research: A Physics and Space Science*, 2018, vol. 18, is. 11, version 1.0, pp. 51-61.
10. Karabutov N.N. "Structural identifiability of nonlinear dynamic systems," *Mechatronics, Automation, Control (Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie)*, 2019, vol. 20(4), pp. 195-205.
11. Karabutov N. "Frameworks in problems of structural identification systems", *International journal of intelligent systems and applications*, 2017, vol. 9, no. 1, pp. 1-19.
12. Karabutov N. "Structural identification of dynamic systems with hysteresis", *International journal of intelligent systems and applications*, 2016, vol. 8, no. 7, pp. 1-13.

Submitted 03.02.2020; revised 25.03.2020

Information about the author

Nikolay N. Karabutov, Dr. Sc. (Technical), Professor, MIREA-Russian Technological University (78 Vernadskiy avenue, 119454 Moscow, Russia), e-mail: kn22@yandex.ru

МЕТОДИКА ОРГАНИЗАЦИИ И ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИХ РАБОТ КУРСАНТОВ ВОЕННО-НАУЧНОГО ОБЩЕСТВА НА ОСНОВЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РАША

Ю.В. Корыпаева¹, Н.Е. Красова¹, В.В. Пешков², С.В. Рябов¹

¹Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

²Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается проблема формирования рабочих групп курсантов военного вуза для выполнения отдельных этапов научно-исследовательских работ в рамках военно-научного общества. При изучении этого вопроса, моделировании задачи, выборе метода и средств ее решения учитываются разные уровни математической подготовки курсантов и наличие у них интересов в различных областях науки. Для выявления степени математической подготовки курсантов, диагностики сложности каждого этапа исследования, а также построения математической модели формирования исследовательских групп для выполнения разных этапов научной работы используется модифицированный метод Раша. Для оценки вероятности успешного завершения научного исследования в целом всей группой при определенных предположениях построена математическая модель, которая относится к задачам целочисленного программирования и может быть реализована с помощью прикладных пакетов ЭВМ. В работе приводится пример, в котором при конкретных данных в результате расчетов сформированы группы курсантов для выполнения научно-исследовательской работы. Данная модель организации рабочих групп, состоящих из желаемого количества участников, для выполнения каких-либо видов деятельности может быть успешно применена не только в вузах при решении научных задач, но и на государственном производстве, в частном бизнесе и т.п.

Ключевые слова: метод Раша, логистическая функция, экспертные оценки, целочисленное программирование, метод наименьших квадратов

Введение

Выявление и поддержка талантливых молодых исследователей в различных областях научной, творческой и инновационной деятельности являются приоритетными направлениями национальной политики РФ. В связи с этим привлечение способных курсантов ВУНЦ ВВС «ВВА» к научной работе является обязательной и очень важной составляющей процесса обучения. При этом ожидается достижение следующих целей: своевременное информирование молодых ученых об основных тенденциях и актуальных методиках в различных отраслях научной деятельности, повышение интереса учащихся молодых исследователей к естественным и гуманитарным наукам, инженерии и техническому созиданию, максимальное раскрытие творческих способностей, повышение квалификации научных руководителей для дальнейшей планомерной работы с талантливой молодежью, а также сохранение и приумножение интеллектуального потенциала нашей страны.

В то же время следует отметить, что курсанты имеют различный уровень математиче-

ской подготовки и интересы в различных областях науки. Следовательно, возникает задача формирования рабочих групп из курсантов для выполнения отдельных этапов некоторого исследования таким образом, чтобы максимально использовать имеющийся научно-исследовательский потенциал, а также учитывать их научные интересы и предпочтения.

В настоящей работе предлагается подход к решению этой задачи, базирующийся на использовании современной, перспективной, динамично развивающейся и хорошо себя зарекомендовавшей модели, основанной на Раш-анализе [1-3].

Постановка задачи и ее математическая модель

Выполнение научно-исследовательских работ может происходить путем создания рабочих групп, которые выполняют общие комплексные задачи. Как правило, исследование содержит несколько этапов, в каждом из которых может участвовать как один, так и несколько курсантов-исполнителей, а также любой курсант может принимать участие в нескольких этапах исследования.

Перейдем к постановке задачи и построению математической модели. Пусть некоторое научное исследование может быть разбито на m этапов, а число курсантов, которые могут принимать участие в реализации задач, возникающих на каждом этапе исследования, n .

На первом этапе формирования рабочих групп выполняется опрос экспертов (например, научных руководителей или других преподавателей, которые уже накопили некоторую интегральную информацию об уровне подготовки курсантов) или тестирование курсантов. Это позволяет предварительно оценить, может ли каждый член группы принимать участие в реализации каждого этапа исследования. В простейшем случае это может быть опрос членов военно-научного общества и/или научных руководителей, где каждому возможному участнику научного исследования ставится отметка о том, может ли он или не может уверенно выполнить работу в рамках того или иного этапа исследования. В другом варианте это может быть тест из заданий, позволяющий оценить способность курсантов выполнять определенные виды работы по предполагаемой тематике исследования [3].

В результате получаем матрицу

$$X = (x_{ij})_{n \times m}, \quad (1)$$

где $x_{ij} \in [0, 1]$ и имеет смысл вероятности успешного выполнения i -м курсантом тех задач, которые возникают на j -м этапе исследования.

Для выявления сильных и слабых курсантов, определения сложности каждого этапа исследования, а также построения математической модели организации выполнения научно-исследовательских работ предлагается использовать метод модифицированного Раш-анализа [4]. Выбор обусловлен тем, что модель Раша опирается на четкие и конструктивные понятия «трудности этапа исследования» и «уровень подготовленности курсанта». Так, один этап является более трудным, чем другой, если вероятность успешного решения возникающих задач меньше, чем на втором, независимо от того, кто их выполнит. Аналогично, более подготовленный по изучаемой тематике курсант имеет большую вероятность успешно справиться с задачами, возникающими на всех этапах исследования, чем менее подготовленный. Эти свойства вытекают непосредственно из модели [2].

В результате применения метода Раша получим матрицу

$$P = (p_{ij})_{n \times m}, \quad (2)$$

которая содержит вероятностные оценки возможностей курсантов успешно реализовать задачи каждого из этапов, но не всего исследования в целом.

Для оценки вероятности успешного завершения научного исследования в целом всей группой в предположении, что каждый i -й участник может принимать участие в реализации не более A_i этапов и не менее чем в a_i и для реализации j -го этапа необходимо не более B_j участников и не менее b_j , предлагается следующая математическая модель:

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m p_{ij} y_{ij} \rightarrow \max, \\ & \begin{cases} b_j \leq \sum_{i=1}^n y_{ij} \leq B_j, j = 1, 2, \dots, m, \\ a_i \leq \sum_{j=1}^m y_{ij} \leq A_i, i = 1, 2, \dots, n, \end{cases} \quad (3) \\ & y_{ij} \in \{0, 1\}, i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, m. \end{aligned}$$

Здесь

$$y_{ij} = \begin{cases} 1, & i\text{-й участник участвует в } j\text{-м этапе;} \\ 0, & i\text{-й участник не участвует в } j\text{-м этапе.} \end{cases}$$

Предлагаемые модели являются задачами целочисленного программирования [5] и могут быть решены во многих прикладных пакетах, например, в MS Excel [6].

Рассмотрим применение описанной выше методики на примере привлечения курсантов для выполнения научно-исследовательских работ в рамках военно-научного общества в военном вузе.

Пример

Пусть требуется выполнить некоторую научно-исследовательскую работу, которую можно условно разбить на 9 этапов ($\Theta_j, j = 1, 2, \dots, 9$), и имеется 20 курсантов ($K_i, i = 1, 2, \dots, 20$), которых планируется привлечь к научным исследованиям на каждом этапе выполнения этой работы. Вероятность x_{ij} успешного выполнения i -м курсантом задач, которые возникают на j -м этапе исследования, предлагается искать следующим образом: пусть для успешной работы над j -м этапом исследования, курсанту-участнику необходимо обладать w_j умениями и знаниями, тогда в качестве теоретической вероятности принимается следующая величина

$$x_{ij} = \frac{1}{w_j} \sum_{p=1}^{w_j} w_{ij}^p, \quad (4)$$

$$p = 1, 2, \dots, w_j.$$

где

$$w_{ij}^p = \begin{cases} 1, & \text{если } i\text{-й курсант обладает } p\text{-умением;} \\ 0, & \text{если } i\text{-й курсант не обладает } p\text{-умением,} \end{cases}$$

В результате опроса научных руководителей, осуществляющих руководство научной работой курсантов, была получена матрица теоретических вероятностей, которая приведена в табл. 1.

Таблица 1

Результаты оценки возможностей курсантов успешного участия в каждом этапе исследования

Участник исследования	Этап исследования								
	Э ₁	Э ₂	Э ₃	Э ₄	Э ₅	Э ₆	Э ₇	Э ₈	Э ₉
K ₁	1	0,2	0,9	0,8	1	0,2	1	0,7	1
K ₂	0,8	0,7	1	0,1	0,9	0,8	0,1	0,9	0,7
K ₃	0,6	0,3	0	0,4	0,7	0,5	0,8	0	0,8
K ₄	0	0	0,8	0	0	0,7	0	0,4	0,8
K ₅	0,2	0,5	0,1	0,6	0,6	0,8	0,7	0,4	0,5
K ₆	0,6	0,3	0,9	0,7	0,8	0,4	1	0,6	0,9
K ₇	0,9	0,8	0,9	0,2	0,8	0,9	0,3	0,7	0,7
K ₈	0,5	0,4	0,2	0,6	0,4	0,8	0,7	0,1	0,9
K ₉	0,5	0,4	0	0,6	0,8	0	0,5	0,6	0,4
K ₁₀	0,9	1	1	0,8	0,7	0,8	0,6	0,4	0,6
K ₁₁	1	0,5	0,8	0,9	0,7	0,1	0,5	0,7	0,6
K ₁₂	0,2	0,8	1	0,2	0,1	0,4	0,7	0,8	0,7
K ₁₃	0,1	0,3	0	0,5	0,4	0,8	0,9	0,9	0,5
K ₁₄	0,5	0	0,6	0,1	0	0,5	0,4	0,6	0,8
K ₁₅	0,5	0,2	0,6	0,1	0,8	0,6	0,4	0,7	0,7
K ₁₆	0,3	0,6	0,7	0,9	0,4	0,8	0,6	1	0,4
K ₁₇	0,5	0,9	0,8	0,8	0,2	0,3	0,9	0,8	0,7
K ₁₈	0,4	0,5	0,6	0,2	0,8	0,6	0,1	0,7	0,1
K ₁₉	0,1	0,4	0	0,6	0	0,9	0,2	0,8	0
K ₂₀	1	0,5	1	0,5	0,8	1	1	0,5	0,7

Согласно модели Раш-анализа вероятность выполнения i -м курсантом задач, которые возникают на j -м этапе исследования, определяется следующей логистической функцией

$$p_{ij} = \frac{\exp(\Theta_i - \beta_j)}{1 + \exp(\Theta_i - \beta_j)}, \quad (5)$$

где Θ_i – уровень подготовленности i -го курсанта (в логитах), β_j – трудность j -го этапа исследования (в логитах).

Параметры Θ_i и β_j выбираются так, чтобы сумма квадратов отклонений эмпирических данных (1) от расчетных вероятностей (2) была наименьшей [7].

Задача сводится к минимизации остаточной суммы

$$S(\Theta, \beta) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (x_{ij} - p_{ij})^2 = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \left(x_{ij} - \frac{\exp(\Theta_i - \beta_j)}{1 + \exp(\Theta_i - \beta_j)} \right)^2 \rightarrow \min. \quad (6)$$

В случае нормирования логитов и установки начала отсчета на среднее значение логитов, целевая функция (6) дополняется системой ограничений:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n \Theta_i = 0, \\ \sum_{j=1}^m \beta_j = 0. \end{cases} \quad (7)$$

Расчеты были произведены с помощью надстройки «Поиск решения» MS Excel.

Результаты расчета вероятностей p_{ij} , а также оценок привлекательности θ_i и уровня эксперта β_j с применением метода наименьших квадратов приведены в табл. 2.

Анализируя полученные результаты, можно сделать следующие выводы: наиболее подготовленными к участию в научно-исследовательской работе являются курсанты K_1 , K_{10} и K_{20} . В результате оценивания наименьшую сложность вызывают этапы \mathcal{E}_8 и \mathcal{E}_9 , а наиболее сложным является этап \mathcal{E}_2 .

Таблица 2

Результаты применения Раш-анализа к данным табл. 1

Курсант θ_i / β_j		Этап исследования								
		\mathcal{E}_1	\mathcal{E}_2	\mathcal{E}_3	\mathcal{E}_4	\mathcal{E}_5	\mathcal{E}_6	\mathcal{E}_7	\mathcal{E}_8	\mathcal{E}_9
		-0,01	0,23	-0,24	0,19	-0,10	-0,38	-0,22	-0,48	-0,49
K_1	0,98	0,73	0,68	0,77	0,69	0,75	0,80	0,77	0,81	0,81
K_2	0,52	0,63	0,57	0,68	0,58	0,65	0,71	0,68	0,73	0,73
K_3	-0,35	0,42	0,36	0,47	0,37	0,44	0,51	0,47	0,53	0,53
K_4	-0,94	0,28	0,24	0,33	0,25	0,30	0,36	0,33	0,39	0,39
K_5	-0,22	0,45	0,39	0,51	0,40	0,47	0,54	0,50	0,57	0,57
K_6	0,64	0,66	0,60	0,71	0,61	0,68	0,73	0,70	0,75	0,75
K_7	0,64	0,66	0,60	0,71	0,61	0,68	0,73	0,70	0,75	0,76
K_8	-0,12	0,47	0,41	0,53	0,42	0,50	0,56	0,52	0,59	0,59
K_9	-0,51	0,38	0,32	0,43	0,33	0,40	0,47	0,43	0,49	0,49
K_{10}	1,11	0,75	0,71	0,79	0,72	0,77	0,82	0,79	0,83	0,83
K_{11}	0,49	0,62	0,56	0,67	0,57	0,64	0,70	0,67	0,73	0,73
K_{12}	0,01	0,51	0,45	0,56	0,46	0,53	0,60	0,56	0,62	0,62
K_{13}	-0,21	0,45	0,39	0,51	0,40	0,47	0,54	0,50	0,57	0,57
K_{14}	-0,59	0,36	0,31	0,41	0,32	0,38	0,45	0,41	0,47	0,47
K_{15}	-0,12	0,47	0,41	0,53	0,42	0,50	0,56	0,53	0,59	0,59
K_{16}	0,39	0,60	0,54	0,65	0,55	0,62	0,68	0,65	0,71	0,71
K_{17}	0,51	0,63	0,57	0,68	0,58	0,65	0,71	0,68	0,73	0,73
K_{18}	-0,40	0,40	0,35	0,46	0,36	0,43	0,50	0,46	0,52	0,52
K_{19}	-0,89	0,29	0,25	0,34	0,25	0,31	0,38	0,34	0,40	0,40
K_{20}	1,09	0,75	0,70	0,79	0,71	0,77	0,81	0,79	0,83	0,83

Построим модель (3) с использованием теоретических вероятностей, приведенных в табл. 2, в предположении, что для выполнения наиболее сложного этапа \mathcal{E}_2 необходимо не менее 5 курсантов, \mathcal{E}_4 не менее трех, а для наиболее легких (\mathcal{E}_3 , \mathcal{E}_6 , \mathcal{E}_8 и \mathcal{E}_9) не более одного. Для остальных этапов могут быть привлечены два и более курсанта.

Результаты вычислений приведены в табл. 3.

Анализ результатов расчетов позволяет сделать вывод о том, что привлечение кур-

сантов целесообразно только к тем этапам исследования, которые им «по силам» (имеют адекватную их знаниям и умениям сложность выполнения). Причем к выполнению более сложного исследования (\mathcal{E}_2 и \mathcal{E}_4) следует привлечь более способных исполнителей (K_1 , K_{10} и K_{20}).

Кроме того, исходя из результатов в табл. 3, можно утверждать, что с самым легким этапом исследования \mathcal{E}_9 справятся и наименее подготовленные курсанты K_4 и K_{19} .

Таблица 3

Участник исследования	Этап исследования								
	Э ₁	Э ₂	Э ₃	Э ₄	Э ₅	Э ₆	Э ₇	Э ₈	Э ₉
<i>K</i> ₁	0	1	0	0	0	0	0	0	0
<i>K</i> ₂	0	0	0	0	0	1	0	0	0
<i>K</i> ₃	0	0	0	0	0	0	1	0	0
<i>K</i> ₄	0	0	0	0	0	0	0	1	0
<i>K</i> ₅	0	0	0	0	0	1	0	0	0
<i>K</i> ₆	0	0	0	0	1	0	0	0	0
<i>K</i> ₇	0	0	0	0	1	0	0	0	0
<i>K</i> ₈	0	0	0	1	0	0	0	0	0
<i>K</i> ₉	0	0	0	0	0	0	1	0	0
<i>K</i> ₁₀	0	0	1	0	0	0	0	0	0
<i>K</i> ₁₁	0	1	0	0	0	0	0	0	0
<i>K</i> ₁₂	0	1	0	0	0	0	0	0	0
<i>K</i> ₁₃	0	1	0	0	0	0	0	0	0
<i>K</i> ₁₄	0	1	0	0	0	0	0	0	0
<i>K</i> ₁₅	1	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>K</i> ₁₆	1	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>K</i> ₁₇	0	0	0	1	0	0	0	0	0
<i>K</i> ₁₈	0	0	0	0	0	0	0	1	0
<i>K</i> ₁₉	0	0	0	0	0	0	0	0	1
<i>K</i> ₂₀	0	0	0	1	0	0	0	0	0

Вывод

Использование модели Раша при моделировании процесса формирования рабочих групп курсантов для выполнения научных работ позволяет организовать группы, в которых максимально учтен имеющийся научно-исследовательский потенциал участников, а также их научные интересы. Это позволяет вести исследования максимально плодотворно и эффективно, а также получать научные результаты, порой выше ожидаемых.

Предложенная методика может быть успешно применена в вузах для активизации научно-исследовательской работы студентов и аспирантов, а также для формирования рабочих групп для выполнения других видов деятельности, не обязательно в научной сфере.

Литература

1. Rasch G. Probabilistic models for some intelligence and attainment tests. Copenhagen: Danmarks Pædagogiske Institut, 1960. 184 p.
2. Статистический анализ многомерных объектов произвольной природы / В.И. Васильев, В.В. Красильников, С.И. Плаксий, Т.Н. Тягунова. М.: Икар, 2004. 382 с.
3. Киреев Ю.В. Применение модели Раша оценки латентных переменных в экспертном оценивании // Наука и современность. 2015. № 35. С. 139-143.
4. Тюрин Ю.Н., Макаров А.А. Статистический анализ данных на компьютерах; под ред. В.Э. Фигурнова. М.: ИНФРА-М, 1998. 528 с.
5. Баркалов С.А., Моисеев С.И., Соловьева Е.В. Применение метода наименьших квадратов при оценке латентных переменных методом Раша // Научный вестник Воронежского ГАСУ. Сер. «Управление строительством». Воронеж, 2014. Вып. №1 (6). С. 98-100.
6. Таха Х.А. Введение в исследование операций. 7-е изд. М.: Вильямс, 2005. 912 с.
7. Гмурман В.Е. Теория вероятностей и математическая статистика: учебник для прикладного бакалавриата. 12-е изд. М.: Юрайт, 2014. 479 с.

Поступила 09.01.2020; принята к публикации 23.03.2020

Информация об авторах

Корыпаева Юлия Владимировна – канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры математики, 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: malena1975@mail.ru, тел. 8-920-214-50-89

Красова Наталья Евгеньевна – канд. экон. наук, доцент кафедры математики, 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: krasovanata@mail.ru, тел. 8-908-142-51-98

Пешков Вадим Вячеславович – канд. техн. наук, доцент кафедры высшей математики и физико-математического моделирования Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: vmfmm@mail.ru, тел. 8-915-580-94-00

Рябов Сергей Владимирович – канд. техн. наук, доцент кафедры математики 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: mg1.aka@mail.ru, тел. 8-920-401-39-80

METHODOLOGY OF ORGANIZATION AND ASSESSMENT OF QUALITY OF RESEARCH WORKS OF THE CADETS OF THE MILITARY SCIENTIFIC SOCIETY BASED ON THE RASCH MATHEMATICAL MODEL

Yu.V. Korypaeva¹, N.E. Krasova¹, V.V. Peshkov², S.V. Ryabov¹

¹**Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air Academy”, Voronezh, Russia**

²**Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia**

Abstract: the paper deals with the problem of formation of working groups of cadets of a military University to perform certain stages of research in the framework of the military scientific society. When studying this question, building a model, choosing a method and means of its solution, different levels of mathematical training of cadets and their interests in various fields of science are taken into account. To identify the degree of mathematical training of cadets, to diagnose the complexity of each stage of the study, as well as to build a mathematical model of the formation of research groups to perform different stages of scientific work, a modified Rasch method is used. To assess the probability of successful completion of scientific research as a whole by the whole group under certain assumptions, a mathematical model is constructed that relates to integer programming problems and can be implemented using computer application packages. The paper provides an example, in which, with specific data, as a result of calculations, groups of cadets are formed for the successful implementation of research work. This model of organization of working groups, consisting of the desired number of participants, to perform any activities can be successfully applied not only in universities in solving scientific problems, but also in public production, in private business, etc.

Key words: Rasch method, logistic function, expert estimates, integer programming, least squares method

References

1. Rasch G. “Probabilistic models for some intelligence and attainment tests”, Copenhagen, Danmarks Pædagogiske Institut, 1960, 184 p.
2. Vasil’ev V.I., Krasil’nikov V.V., Plakhsy S.I., Tyagunova T.N. “Statistical analysis of multidimensional objects of arbitrary nature” (“Statisticheskii analiz mnogomernykh ob’ektov proizvol’noy prirody”), Moscow, IKAR, 2004, 382 p.
3. Kireev Yu.V. “Application of the Rasch model for assessing latent variables in expert assessment”, *Science and Modernity (Nauka i sovremennost’)*, 2015, no. 35, pp. 139-143.
4. Tyurin Yu.N., Makarov A.A. “Statistical analysis of data on computers” (“Statisticheskii analiz dannykh na komp’yuternakh”), ed. by V.E. Figurnov, Moscow, INFRA-M, 1998, 528 p.
5. Barkalov S.A., Moiseev S.I., Solovieva E.V. “The use of the least squares method in assessing latent variables by the Rasch method”, *Scientific Herald of the Voronezh State University of Architecture and Civil Engineering (Nauchnyy vestnik Voronezhskogo GASU)*, Voronezh, 2014, issue 1(6), pp. 98-100.
6. Taha H.A. “Introduction to operations research” (“Vvedenie v issledovanie operatsiy”), Moscow, Williams, 2005, 912 p.
7. Gmurman V.E. “Probability theory and mathematical statistics: a textbook for applied undergraduate” (“Teoriya veroyatnostey i matematicheskaya statistika: uchebnik dlya prikladnogo bakalavriata”), Moscow, Yurayt, 2014, 479 p.

Submitted 09.01.2020; revised 23.03.2020

Information about the authors

Yuliya V. Korypaeva, Cand. Sc. (Physics and Mathematics), Associate Professor, Military Scientific Educational Center of Military-Air forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air academy” (54 "A" Starikh Bolshevikov Street, Voronezh 394064, Russia), e-mail: malena1975@mail.ru, tel. +7-920-214-50-89

Natal’ya E. Krasova, Cand. Sc. (Economics), Associate Professor, Military Scientific Educational Center of Military-Air forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air academy” (54 "A" Starikh Bolshevikov Street, Voronezh 394064, Russia), e-mail: krasovanata@mail.ru, tel. +7-908-142-51-98

Vadim V. Peshkov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: vmfmm@mail.ru, tel.: +7-915-580-94-00

Sergey V. Ryabov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Military Scientific Educational Center of Military-Air forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air academy” (54 "A" Starikh Bolshevikov Street, Voronezh 394064, Russia), e-mail: mg1.aka@mail.ru, tel. +7-920-401-39-80

Радиотехника и связь

DOI 10.25987/VSTU.2020.16.2.011

УДК 621.396

УСТРАНЕНИЕ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ В МНОГОПОЗИЦИОННОМ ПЕЛЕНГАТОРЕ НА ОСНОВЕ ПОДОБИЯ АЗИМУТАЛЬНОЙ И УГЛОМЕСТНОЙ ТРАЕКТОРИЙ

Б.В. Матвеев¹, В.А. Иванов², А.А. Голиков³, А.А. Макаров²

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва, Россия

³Воронежский институт МВД России, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассмотрена задача устранения неоднозначности фазовых измерений при определении угловых координат радиоизлучающих космических аппаратов с использованием многопозиционных фазовых пеленгаторов. Для ее решения предложена улучшенная по сравнению с известными методика, основанная на выявлении подобия траекторий, полученных по результатам фазовых и амплитудных измерений многопозиционным пеленгатором двух координат радиоизлучающего космического аппарата: азимута и угла места. Проиллюстрирована реализация предложенного подхода на примере корреляционно-фазового пеленгатора, имеющего дополнительный режим корреляционно-амплитудного пеленгования. В качестве критерия достоверности устранения неоднозначности использованы характеристики аппроксимирующей линии комбинации невязок угломестной и азимутальной траекторий. При наличии систематических ошибок амплитудных измерений линии невязок будут смещаться. При этом характер линий невязок не изменится, но при правильном устранении неоднозначности соответствующая линия невязки не будет нулевой. В процессе устранения неоднозначности фазовых измерений методом подобия двух траекторий используются массивы измерительной информации. Сделан вывод об эффективности совместного применения амплитудного и азимутально-угломестного фазового пеленгования для высокоточного восстановления траектории пеленгуемого объекта. Сделан вывод об эффективности совместного применения амплитудного и азимутально-угломестного фазового пеленгования для высокоточного восстановления траектории пеленгуемого объекта

Ключевые слова: фазовые измерения, многопозиционный пеленгатор, устранение неоднозначности

Благодарности: работа выполнена при финансовой поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации (проект № СП-834.2019.3)

Введение

В работе [1] рассмотрен метод устранения неоднозначности фазовых измерений (ФИ) в многопозиционном пеленгаторе радиоизлучающего космического аппарата (РКА), основанный на выявлении подобия траекторий с использованием одновременно результатов амплитудной и фазовой пеленгации. При этом анализ выполнен для одной из траекторий (азимутальной или угломестной), а эффективность устранения неоднозначности определена в условиях отсутствия ошибок амплитудной пеленгации.

В данной статье рассмотрена эффективность указанного метода с учетом обеих траекторий и влияния систематических и случайных ошибок амплитудных угловых измерений. В

качестве критерия достоверности устранения неоднозначности использованы характеристики аппроксимирующей линии комбинации невязок угломестной и азимутальной траекторий.

Погрешности вычисления азимута и угла места по фазовым измерениям

Пусть измерительные базы фазового пеленгатора располагаются вдоль осей X и Z правой системы координат, ось X направлена на север, а ось Z – по местной вертикали.

Значения азимута и угла места РКА связаны с измеренными косинусами направляющих углов K_x, K_z соотношениями [2-4]

$$K_x = \cos \alpha \cos \beta, \quad K_z = \sin \alpha \cos \beta, \quad (1)$$

где α, β – азимут и угол места РКА. Из (1) следует, что

$$\cos^2 \beta = K_x^2 + K_z^2. \quad (2)$$

Для оценки погрешности измерения угла места найдем частные производные от обеих частей уравнения (2):

$$-2\Delta\beta \cos\beta \sin\beta = 2K_x\Delta K_x + 2K_z\Delta K_z. \quad (3)$$

Учтем, что

$$K_x = \Phi_x c / B_x F, \quad K_z = \Phi_z c / B_z F, \quad (4)$$

$$\Delta K_x = \Delta\Phi_x c / B_x F, \quad \Delta K_z = \Delta\Phi_z c / B_z F, \quad (5)$$

где c – скорость света, F – частота сигнала, $\Phi_x, \Phi_z, \Delta\Phi_x, \Delta\Phi_z$ – фазовые измерения по базам x и z и их погрешности, B_x, B_z – величины измерительных баз. Тогда, подставляя (4), (5) в (3), получим следующее выражение для погрешности определения угла места РКА

$$\Delta\beta = c(\Delta\Phi_x \cos\alpha + \Delta\Phi_z \sin\alpha) / BF \sin\beta. \quad (6)$$

Здесь и далее полагается, что $B_x = B_z = B$.

Для азимута РКА на основании формул (1) имеем

$$\operatorname{tg}\alpha = K_z / K_x. \quad (7)$$

Отсюда, осуществляя преобразования, аналогичные (2)-(6), погрешность определения азимута РКА можно представить в виде

$$\Delta\alpha = c(\Delta\Phi_x \sin\alpha + \Delta\Phi_z \cos\alpha) / BF \cos\beta. \quad (8)$$

Алгоритм устранения неоднозначности фазовых измерений

Используем выражения (6) и (8) для оценки влияния ошибок устранения неоднозначности на погрешности определения азимута и угла места РКА. Предположим, что ошибки дробной части фазовых измерений отсутствуют. Тогда $\Delta\Phi_x$ и $\Delta\Phi_z$ можно заменить на последовательности значений ошибок, выраженных в целых фазовых циклах N_s .

Определим невязки азимутальной и угломестной траекторий, как разности между измеренными по амплитудным и рассчитанными по фазовым измерениям отсчетами азимутов и углов места. Тогда $\Delta\alpha$ и $\Delta\beta$ можно трактовать, как значения азимутальных и угломестных невязок траекторий соответственно, а выражения (6) и (8) определяют невязки для случая отсутствия систематических и случайных ошибок амплитудных измерений. При наличии систематических ошибок амплитудных измерений линии невязок будут смещаться. При этом характер линий невязок не изменится, но при правильном устранении неоднозначности соответствующая линия невязки не будет нулевой.

В процессе устранения неоднозначности ФИ методом подбора двух траекторий исполь-

зуются следующие массивы измерительной информации.

1. Последовательность измерений азимута и угла места корреляционно-амплитудной пеленгацией:

$$\alpha_A(t) = \{ \alpha_{1A}(t_1), \alpha_{2A}(t_2), \dots, \alpha_{nA}(t_n) \},$$

$$\beta_A(t) = \{ \beta_{1A}(t_1), \beta_{2A}(t_2), \dots, \beta_{nA}(t_n) \}.$$

2. Последовательность измерений азимута и угла места корреляционно-фазовой пеленгацией:

$$\alpha_P(t) = \{ \alpha_{1P}(t_1), \alpha_{2P}(t_2), \dots, \alpha_{nP}(t_n) \},$$

$$\beta_P(t) = \{ \beta_{1P}(t_1), \beta_{2P}(t_2), \dots, \beta_{nP}(t_n) \}.$$

3. Невязки азимутальной и угломестной траектории

$$\Delta\alpha(t) = \{ \alpha_{1A}(t_1) - \alpha_{1P}(t_1),$$

$$\alpha_{2A}(t_2) - \alpha_{2P}(t_2), \dots, \alpha_{nA}(t_n) - \alpha_{nP}(t_n) \},$$

$$\Delta\beta(t) = \{ \beta_{1A}(t_1) - \beta_{1P}(t_1),$$

$$\beta_{2A}(t_2) - \beta_{2P}(t_2), \dots, \beta_{nA}(t_n) - \beta_{nP}(t_n) \}.$$

4. Сборка невязок

$$\gamma(t) = \{ \gamma_1(t_1), \gamma_2(t_2), \dots, \gamma_n(t_n) \},$$

где

$$\gamma_i(t_i) = \Delta\alpha_i(t_i)\Delta\beta_i(t_i) =$$

$$[\alpha_{iA}(t_i) - \alpha_{iP}(t_i)] [\beta_{iA}(t_i) - \beta_{iP}(t_i)], \quad i = \overline{1, n}.$$

Массивы $\alpha_P(t)$ и $\beta_P(t)$ представляют собой расчетные значения угловых координат, которые формируются из «спрямленных» на протяжении всего измерительного сеанса фазовых отсчетов, дополненных целым числом фазовых циклов N_s для каждой измерительной базы. Устранение неоднозначности заключается в подборе такой пары значений N_s (для каждой из двух измерительных баз), при которой для любых двух значений сборок невязок выполняется следующее соотношение:

$$\gamma_i(t_i) = \gamma_k(t_k). \quad (9)$$

В реальных условиях при наличии ошибок измерений получить точное равенство (9) не представляется возможным. В качестве практически реализуемого условия вместо (9) можно использовать достижение максимально близких значений элементов всего массива невязок друг к другу. Физическая интерпретация подобного подхода заключается в том, что все значения невязок располагаются на минимальном отклонении от горизонтальной прямой линии. Тогда алгоритм устранения неоднозначности может выглядеть следующим образом.

1. Для каждой пары N_s рассчитанный массив невязок $\gamma_i(t_i)$ аппроксимируется полиномом 1-й степени:

$$\gamma_{NS}(t_n) = a_{NS}t_n + b_{NS}. \quad (10)$$

2. Из всего ансамбля полученных функций (10) выбирается та, у которой коэффициент наклона прямой a_{NS} и среднеквадратическая ошибка (СКО) отсчетов невязки от выбранной прямой минимальны.

Соответствующая пара значений N_s представляет собой восстановленные значения целых циклов фазовых измерений (устранение неоднозначности). При этом значение b_{NS} выбранной функции соответствует оценке суммарной систематической ошибки амплитудной пеленгации. Источниками этих ошибок могут быть, в том числе, ошибки калибровки углового дискриминатора или неточности установки нулей угломестных и азимутальных датчиков положения антенн пеленгатора. Для определения оценок величин этих ошибок для каждой угловой координаты достаточно для найденной пары N_s получить аппроксимирующие функции для невязок по каждой траектории (азимутальной и угломестной):

$$\Delta\alpha_{NS}(t_n) = a_{\alpha NS}t_n + b_{\alpha NS},$$

$$\Delta\beta_{NS}(t_n) = a_{\beta NS}t_n + b_{\beta NS}.$$

Эффективность устранения неоднозначности фазовых измерений

Эффективность устранения неоднозначности ФИ при использовании метода подбора двух траекторий (азимутальной и угломестной) исследовалась путем математического моделирования в среде MATLAB [5]. Моделирование выполнено для случая, когда невязки между азимутальными и угломестными траекториями, полученными на основании корреляционно-амплитудной пеленгации и корреляционно-фазовых измерений, содержат ошибки только амплитудных измерений. Последнее обусловлено тем, что в реальных условиях спрямленные отсчеты фазовых измерений при рабочих отношениях сигнал-шум эффективно сглаживаются в процессе вторичной (послесейансной) обработки. При этом величина флуктуаций ФИ существенно снижается, что во многих случаях позволяет пренебречь ими. Таким образом, при моделировании полагалось, что траектории азимута и угла места, рассчитанные на основа-

нии фазовых измерений, не содержат случайных и систематических составляющих ошибок (за исключением ошибок устранения неоднозначности).

Некоторые результаты моделирования представлены на рис. 1-4, где показаны графики начальных массивов невязок $\gamma_i(t_i)$ (рис. 1б-4б) и соответствующие этим невязкам аппроксимации (10) (рис. 1б-4б) для угломестной траектории (рис. 1а-4а).

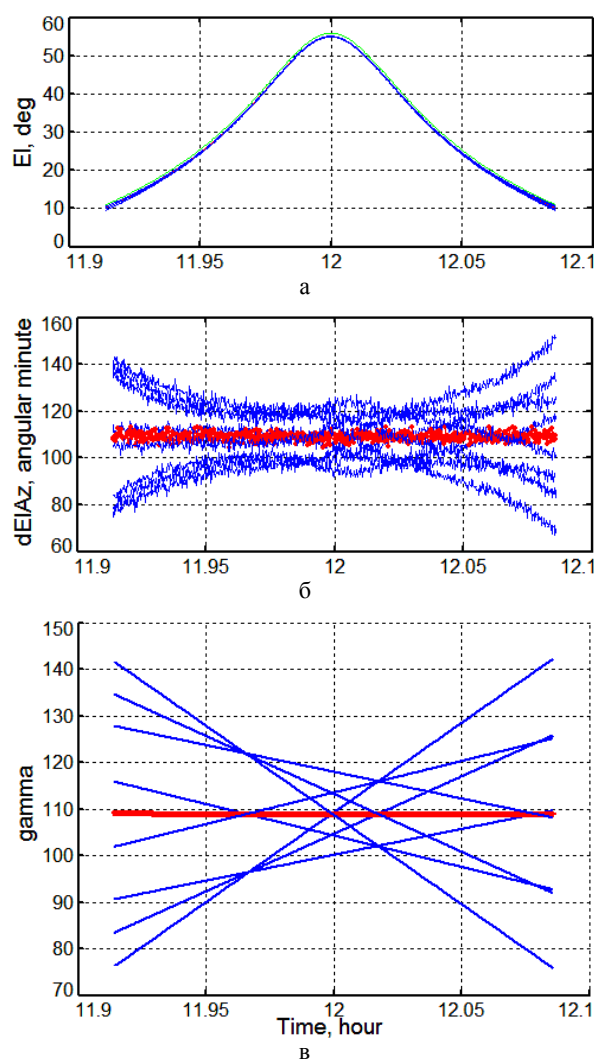


Рис. 1. Угол места РКА (а), невязки (б) и их аппроксимации (в) при СКО амплитудных измерений, равной 0,01 ширины ДНА

Приведенные зависимости получены при различных значениях случайных ошибок амплитудных измерений: 0,01, 0,1, 0,3 и 0,5 ширины диаграммы направленности антенны (ДНА) (рис. 1-4, соответственно). Моделирование выполнено при следующих параметрах орбиты РКА: высота круговой орбиты – 800 км, высота кульминации РКА – 55 градусов, азимут

кульминации РКА – 260 градусов. Минимальный угол наблюдения РКА равен 10 градусов, частота сигнала РКА – 4 ГГц.

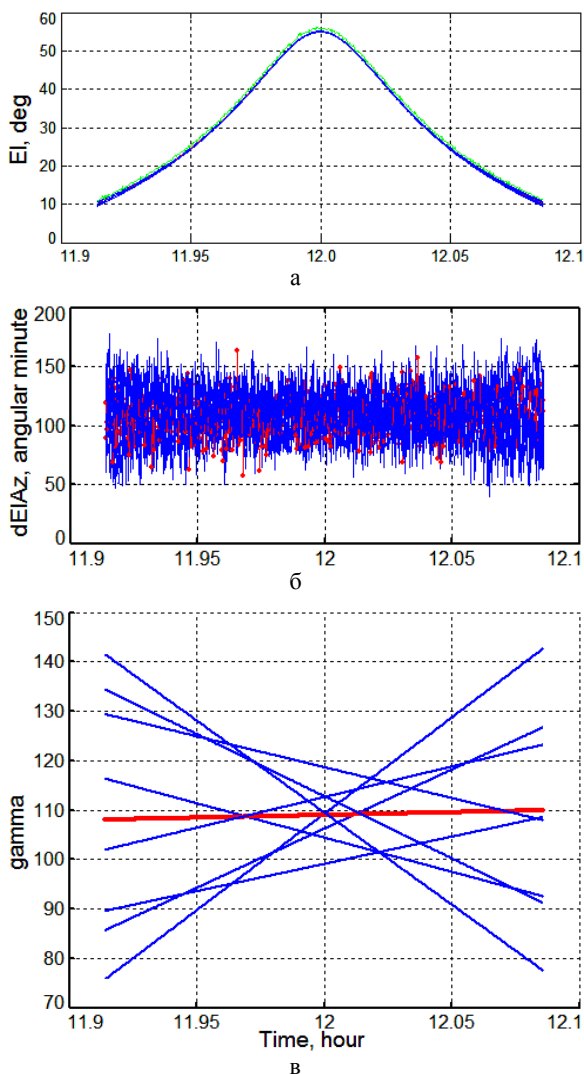


Рис. 2. Угол места РКА (а), невязки (б) и их аппроксимации (в) при СКО амплитудных измерений, равной 0,1 ширины ДНА

Устранение неоднозначности ФИ ведется по измерительным базам $B = 50$ м. Величина систематических ошибок азимута и угла места при амплитудных измерениях равна половине ширины ДНА. Оценка вероятности правильного устранения неоднозначности для ряда значений СКО амплитудных измерений представлена в таблице.

Вероятность правильного устранения неоднозначности ФИ

СКО случайной ошибки амплитудных измерений (в долях ширины ДНА)	0,01	0,1	0,3	0,5
Вероятность правильного устранения неоднозначности	>0,99	>0,99	0,8	0,5

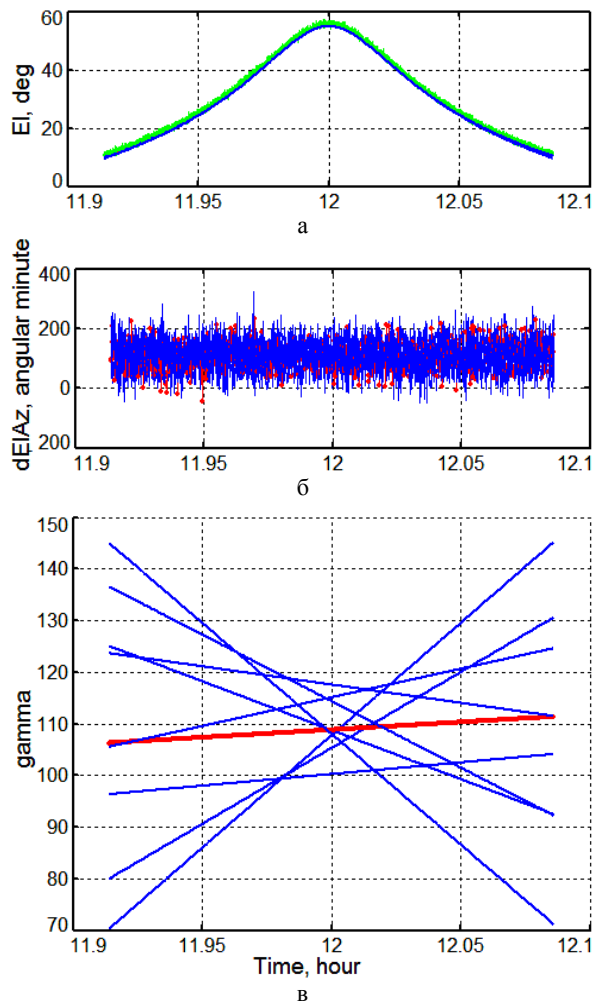


Рис. 3. Угол места РКА (а), невязки (б) и их аппроксимации (в) при СКО амплитудных измерений, равной 0,3 ширины ДНА

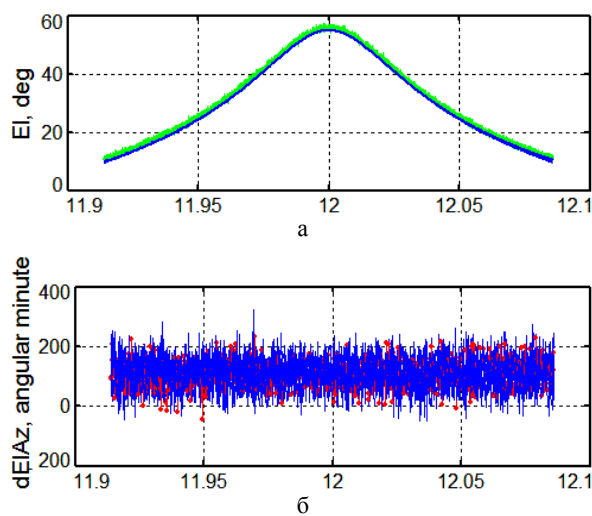


Рис. 4. Угол места РКА (а), невязки (б) и их аппроксимации (в) при СКО амплитудных измерений, равной 0,5 ширины ДНА

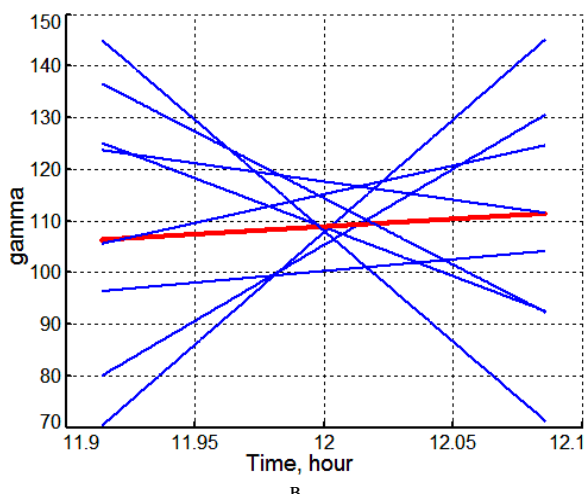


Рис. 4. Угол места РКА (а), невязки (б) и их аппроксимации (в) при СКО амплитудных измерений, равной 0,5 ширины ДНА (продолжение)

В процессе моделирования выявлено снижение вероятности правильного устранения неоднозначности ФИ для орбит РКА, азимут кульминация которых совпадает с азимутом биссектрисы угла между измерительными базами.

Заключение

Использование ансамбля линейных аппроксимаций невязок обеспечивает эффективное устранение неоднозначности фазовых из-

мерений при наличии систематических и случайных ошибок амплитудных измерений. Критерию правильного устранения неоднозначности удовлетворяет та невязка, угол наклона аппроксимирующей линии которой минимален среди всего ансамбля невязок и СКО отсчетов невязки которой от этой линии минимально.

Рассмотренный подход позволяет получить приемлемые результаты устранения фазовых измерений при значениях СКО амплитудных измерений до 1/3 ширины ДН антенн пеленгатора, а также оценить систематические ошибки амплитудной пеленгации.

Литература

1. Матвеев Б.В., Иванов В.А., Макаров А.А. Метод подобия траекторий для устранения неоднозначности фазовых измерений // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 6. С. 67-71.
2. Зотиков Б.Д., Мешков М.Н., Турлов З.Н. Малобазовые корреляционно-фазовые пеленгаторы контроля траектории космических аппаратов различного назначения // Радиотехнические тетради. 2012. № 47. С. 8-59.
3. Lipsky S.E. Microwave Passive Direction Finding // Raleigh: SciTech Publishing, 2004. 320 p.
4. Kawase S. Radio Interferometry and Satellite Tracking (Space Technology and Applications) // Norwood: Artech House, 2012. 230 p.
5. Palm III W.J. MATLAB for Engineering Applications // New York: McGraw-Hill, 2018. 608 p.

Поступила 17.02.2020; принята к публикации 26.03.2020

Информация об авторах

Матвеев Борис Васильевич – канд. техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: matveevzvaf@mail.ru

Иванов Владимир Алексеевич – канд. техн. наук, старший научный сотрудник, Национальный исследовательский университет «МЭИ» (111250, Россия, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14), e-mail: ivanovva@mpei.ru

Голиков Алексей Анатольевич – канд. техн. наук, старший преподаватель, Воронежский институт МВД России (394065, Россия, г. Воронеж, пр. Патриотов, 53), e-mail: galexey@yandex.ru

Макаров Александр Андреевич – аспирант, Национальный исследовательский университет «МЭИ» (111250, Россия, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14), e-mail: al.an.makarov@mail.ru

DISAMBIGUATION OF PHASE MEASUREMENTS IN THE MULTIPosition FINDER BASED ON THE SIMILARITY OF AZIMUTH AND ELEVATION TRAJECTORIES

B.V. Matveev¹, V.A. Ivanov², A.A. Golikov³, A.A. Makarov²

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russia

³Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of the Russian Federation, Voronezh, Russia

Abstract: the article considers the problem of ambiguity resolution phase measurements when determining angular coordinates of radio-emitting spacecraft using multiple phase direction finders. To solve it, we propose an improved methodology compared to the known ones, based on the identification of the similarity of the trajectories obtained by the results of phase and

amplitude measurements with a multi-position direction finder of two coordinates of a radiating spacecraft: azimuth and elevation. The implementation of the proposed approach is illustrated by the example of a correlation-phase direction finder having an additional mode of correlation-amplitude direction finding. The characteristics of the approximating line of the combination of discrepancies of the elevation and azimuthal trajectories are used as a criterion for the reliability of disambiguation. In the presence of systematic errors in the amplitude measurements, the residual lines will shift. In this case, the nature of the residual lines will not change, but if the ambiguity is corrected, the corresponding residual line will not be zero. In the process of eliminating the ambiguity of phase measurements by the method of similarity of two trajectories, arrays of measuring information are used. We can conclude about the effectiveness of the combined use of amplitude and azimuthal elevation phase direction finding for high-precision restoration of the trajectory of a bearing object. We can conclude about the effectiveness of the combined use of amplitude and azimuthal elevation phase direction finding for high-precision restoration of the trajectory of a bearing object

Key words: phase measurements, multi-position direction finder, disambiguation elimination

Acknowledgments: the work was carried out under the financial support of the Council for Grants of the President of the Russian Federation (project no. SP-834.2019.3)

References

1. Matveev B.V., Ivanov V.A., Makarov A.A. "The trajectory similarity method for disambiguating phase measurements", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2019, vol. 15, no. 6, pp. 22-30.
2. Zotikov B.D., Meshkov M.N., Turlov Z.N. "The short base correlation-phase direction finders employed for the multi-purposes spacecrafts path control", *Radio Engineering Notebooks (Radiotekhnicheskie tetradi)*, 2012, no. 47, pp. 8-59.
3. Lipsky S.E. "Microwave passive direction finding", Raleigh, SciTech Publishing, 2004, 320 p.
4. Kawase S. "Radio interferometry and satellite tracking (space technology and applications)", Norwood, Artech House, 2012, 230 p.
5. Palm III W.J. "MATLAB for Engineering Applications", New York, McGraw-Hill, 2018, 608 p.

Submitted 17.02.2020; revised 26.03.2020

Information about the authors

Boris V. Matveev, Cand. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: matveevzavkaf@mail.ru

Vladimir A. Ivanov, Cand. Sc. (Technical), Senior Staff Scientist, National Research University "Moscow Power Engineering Institute" (14 Krasnokazarmennaya st., Moscow 111250, Russia), e-mail: ivanovva@mpei.ru

Aleksey A. Golikov, Cand. Sc. (Technical), Assistant Professor, Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of the Russian Federation (53 Patriotov prospekt, Voronezh 394065, Russia), e-mail: galexey@yandex.ru

Aleksandr A. Makarov, Graduate student, National Research University "Moscow Power Engineering Institute" (14 Krasnokazarmennaya st., Moscow 111250, Russia), e-mail: al.an.makarov@mail.ru

ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ РАДИОПЕЛЕНГАТОРНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ДЛЯ МАЛОГО БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

П.В. Першин

АО «ИРКОС», г. Москва, Россия

Аннотация: представлены результаты исследования различных вариантов реализации радиопеленгаторных антенных решеток, предназначенных для размещения на малом беспилотном летательном аппарате в составе малогабаритной широкодиапазонной станции радиоконтроля, массогабаритные параметры которых жестко ограничены заданными требованиями. Исследовано влияние несущей платформы антенной системы на комплексные векторные диаграммы направленности антенных элементов решетки. Показано, что металлическая платформа носителя существенно искажает диаграммы направленности несимметричных и симметричных вибраторных антенных элементов и существенно снижает кроссполаризационную развязку, что при использовании корреляционно-интерферометрического метода дает грубые промахи при оценке пеленга сигналов с эллиптической поляризацией. Предложен метод снижения влияния металлической платформы носителя с использованием поглощающих поверхностей различного типа. В предельном случае отсутствия платформы систематическая погрешность пеленгования с использованием антенной решетки из симметричных конусных элементов не превышает 2 градусов. Установлено, что лучшими характеристиками среди рассмотренных вариантов при размещении над металлической платформой обладает антенная решетка из симметричных конусов. Использование поглотителя типа «двойной экран Солсбери» позволяет уменьшить погрешность пеленгования, вызванную рассеянием волн на платформе, на частотах выше 200 МГц

Ключевые слова: антенная решетка, радиопеленгация, корреляционный интерферометр, комплексная векторная диаграмма направленности, малый беспилотный летательный аппарат

Введение

При осуществлении мероприятий по радиоконтролю применяют различные варианты технических средств: стационарные, носимые, мобильные с различными типами носителей. Мобильная аппаратура радиоконтроля традиционно размещается на автомобилях, речных и морских судах, самолетах и вертолетах. В настоящее время в связи со снижением стоимости и массогабаритных характеристик радиоконтрольной аппаратуры появилась возможность использовать в качестве носителя беспилотный летательный аппарат (БПЛА) [1, 2]. Особый интерес такое решение представляет при решении задач пеленгования и локализации источников радиоизлучения (ИРИ), что отражено во многих научных работах.

В работе [3] предложен метод локализации ИРИ с использованием БПЛА, с помощью численного эксперимента проанализированы его характеристики для трёх вариантов реализации антенных решеток: линейной, круговой и плоской. Показано, что радиопеленгатор с линейной антенной решеткой, который измеряет только азимут ИРИ, может эффективно решать задачу его локализации, когда БПЛА летит по искривленной траектории с изменением положения БПЛА.

В работе [4] разработан и испытан в полевых условиях прототип системы локализации узкополосного источника сигнала на базе БПЛА. В рассмотренном прототипе оборудование, установленное в БПЛА, измеряет только пеленги сигнала, которые впоследствии объединяются с данными датчика положения и положения БПЛА для локализации источника сигнала. Нелинейная фильтрация и инкрементная локализация используются для преодоления шумных наблюдений и сокращения задержки локализации.

В настоящей работе с помощью численного эксперимента проведен анализ различных вариантов реализации радиопеленгаторных антенных решеток, предназначенных для корреляционно-интерферометрического радиопеленгатора бортовой малогабаритной широкодиапазонной станции радиоконтроля [2] при размещении на БПЛА вертолетного типа (БПВ).

Исходные требования и варианты реализации антенных систем для малого БПЛА

К антенной системе для бортовой малогабаритной широкодиапазонной станции [2] предъявлялись следующие технические требования:

1. Корпус носителя – БПВ со следующими размерами платформы: высота – 137,5 мм, длина – 1016 мм, ширина – 700 мм.
2. Высота антенной системы – не более 400 мм.
3. Масса антенной системы – не более 10 кг.
4. Количество антенных элементов в решётке – не более 10.
5. Диапазон рабочих частот – от 100 до 3000 МГц.
6. Измеряемые угловые координаты источника радиоизлучения – азимут и угол места.
7. Среднеквадратическое отклонение (СКО) измерения угловых координат – не более 2°.
8. Поляризация пеленгуемого сигнала – вертикальная.

Для обеспечения возможности измерения азимута и угла места была выбрана двухъярусная антенная решетка, состоящая из двух кольцевых антенных подрешеток с радиусами 200 мм и 350 мм. Каждая подрешетка состоит из пяти вибраторов с диаметром основания 40 мм и высотой одного вибратора 40 мм. Угол между фазовым центром элемента решетки с меньшим значением радиуса и фазовыми центрами двух ближайших антенных элементов подрешетки с большим значением радиуса составил около 90° из соображения минимизации уровня боковых лепестков антенной решетки в рабочей полосе частот.

При проектировании антенной системы принимались следующие соображения. С точки зрения минимизации уровня кроссполаризованных составляющих (φ – компоненты поля) желательно использовать симметричные электрические вибраторы. Модель антенной решетки с симметричными вибраторами, размещенными над платформой носителя, показана на рис. 1. На рис. 2 представлены амплитудные и фазовые диаграммы направленности антенного элемента № 8 решетки.

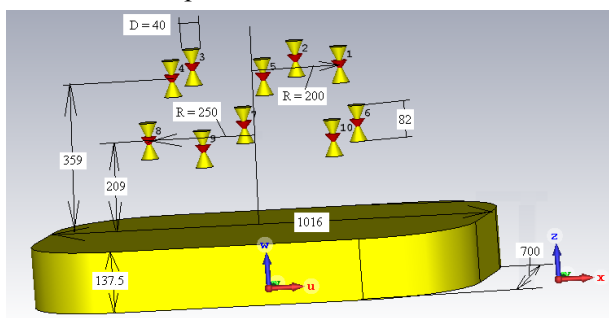
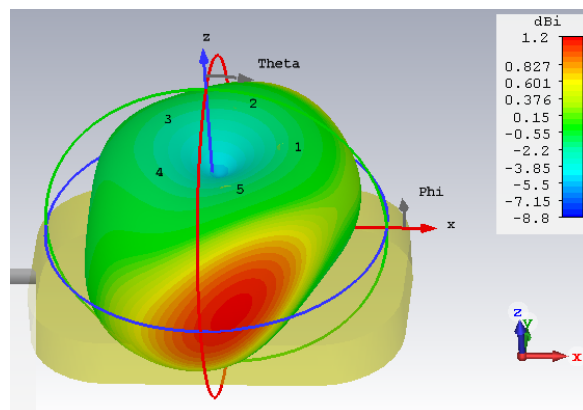
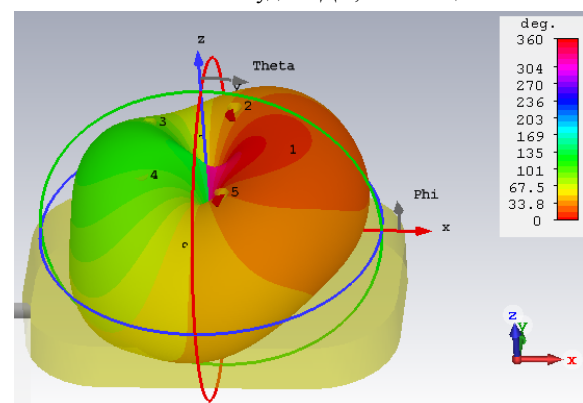


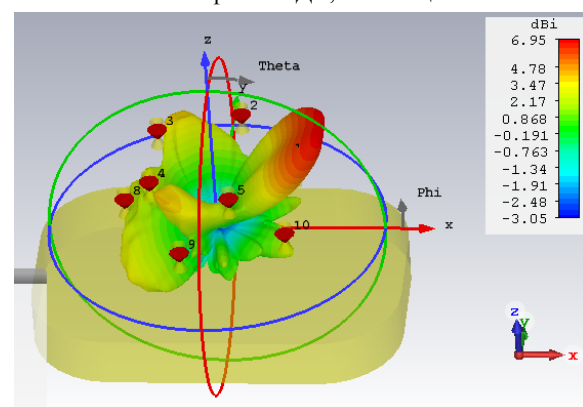
Рис. 1. Модель антенной решетки из биконических вибраторов



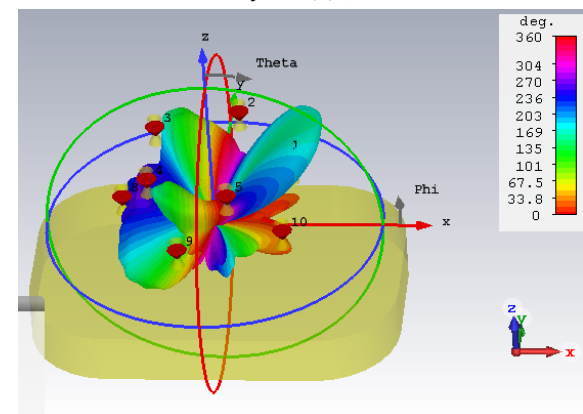
а – амплитудная ДН, 100 МГц



б – фазовая ДН, 100 МГц



в – амплитудная ДН, 1000 МГц



г – фазовая ДН, 1000 МГц

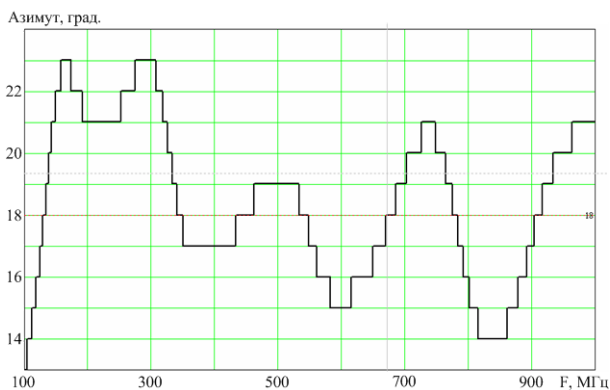
Рис. 2. Диаграмма направленности симметричного антенного элемента 8

Вычисление пеленга с использованием исследуемых вариантов реализации антенных систем реализовано корреляционно-интерферометрическим способом пеленгования, в котором пеленг определяется как максимум свертки между измеренным и теоретическим амплитудно-фазовыми распределениями [5]:

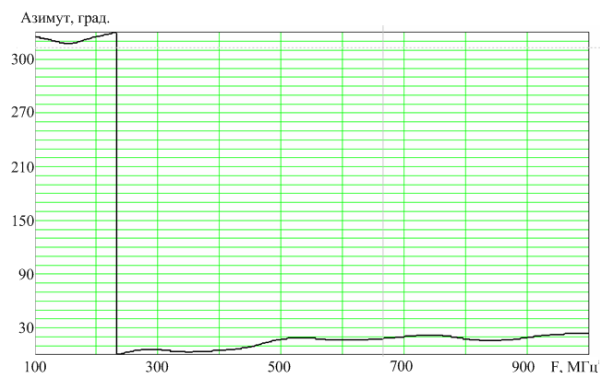
$$D(\varphi) = \sum_{n=1}^N [\dot{U}_{\Sigma}(x_n, y_n) \times \exp(-i \cdot k_0 \cdot (x_n \cdot \cos(\varphi) + y_n \cdot \sin(\varphi)))]$$

где $0 \leq \varphi \leq 2\pi$ – текущее значение азимута; N – число антенных элементов в решетке; x_n, y_n – координаты элементов антенной решетки.

На рис. 3 показаны результаты вычисления пеленгов с использованием антенной решетки с симметричными вибраторами. Истинное значение азимута – 18° , угла места – 45° . При пеленговании источников с θ – поляризацией погрешность оценки угловых координат доходит до 5° . При преобладании φ – компоненты поля в низкочастотной области рассматриваемого диапазона возможны грубые промахи в оценке угловых координат источников радиоизлучения.



а – вертикальная поляризация



б – левая круговая поляризация

Рис. 3. Результаты вычисления пеленгов для антенной решетки с симметричными вибраторами

Для минимизации высоты антенной системы предпочтительнее формировать подрешетку с большим значением радиуса из несимметричных антенных элементов, запитанных относительно металлизированной платформы БПЛА, показанную на рис. 4. На рис. 5 показаны амплитудные и фазовые диаграммы направленности антенного элемента 8 решетки, на рис. 6 – результаты вычисления пеленгов для истинных значений азимута – 18° , угла места – 45° .

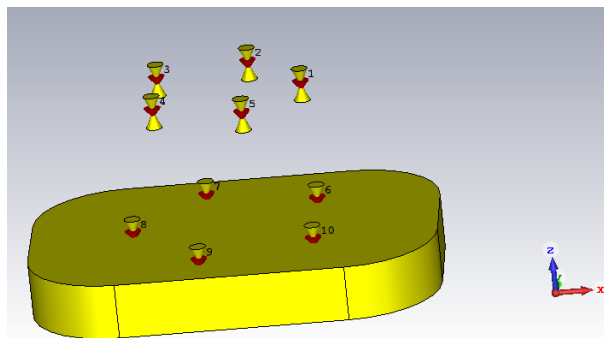
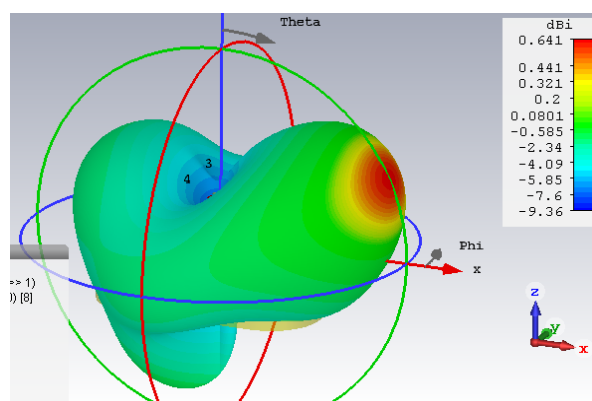
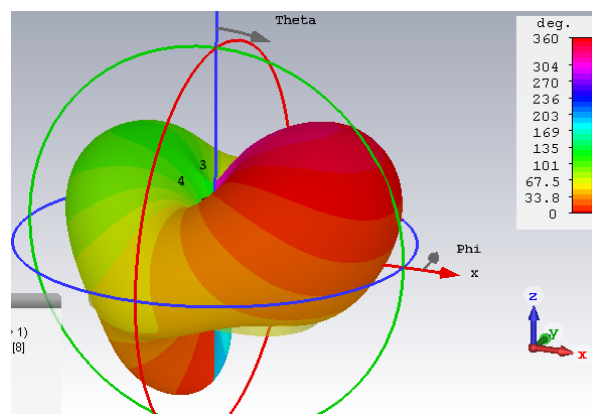


Рис. 4. Модель антенной решетки с несимметричными вибраторами

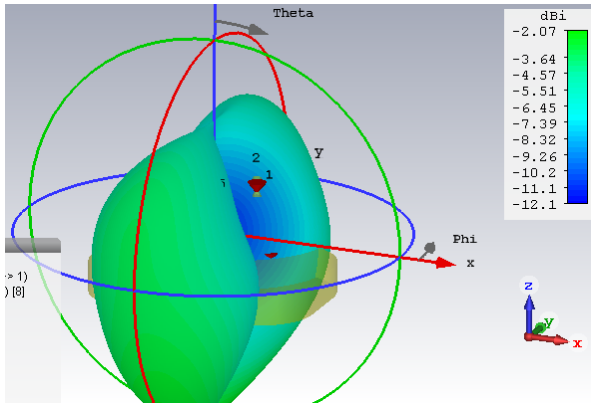


а – амплитудная ДН, вертикальная поляризация, 100 МГц

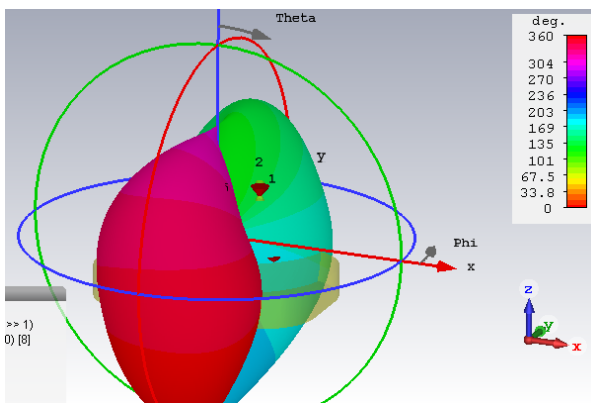


б – фазовая ДН, вертикальная поляризация, 100 МГц

Рис. 5. Диаграмма направленности несимметричного антенного элемента 8



в – амплитудная ДН, горизонтальная поляризация, 100 МГц



г – фазовая ДН, горизонтальная поляризация, 100 МГц

Рис. 5. Диаграмма направленности несимметричного антенного элемента 8 (продолжение)

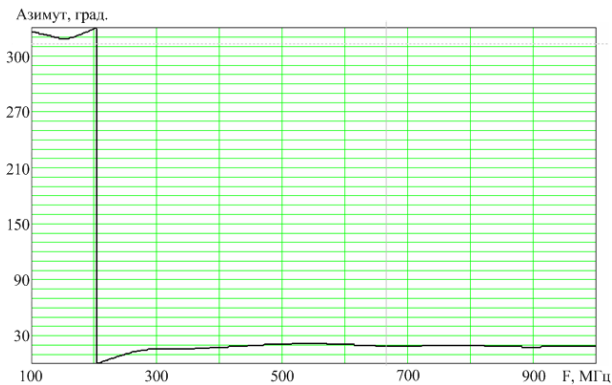


Рис. 6. Результаты вычисления пеленгов для антенной решетки с несимметричными вибраторами

Был проверен предельный случай отсутствия платформы (платформа закрыта идеальным поглощающим материалом, рис. 7). Результаты вычисления пеленга для данного варианта показаны на рис. 8. Из представленных результатов видно, что при отсутствии платформы систематическая погрешность пеленгования не превышает 1-2 градусов. Поэтому была исследована возможность снижения интенсивности рассеяния электромагнитных волн

платформой БПЛА путем покрытия ее поверхности планарной печатной радиопоглощающей антенной решеткой с сосредоточенными диссипативными элементами, как это показано на рис. 9 (для расширения полосы частот эффективного поглощения расстояния между слоями экрана Солсбери и поверхностью платформы необходимо выбирать таким образом, чтобы они составляли примерно четверть длины волны на двух разнесенных частотах).

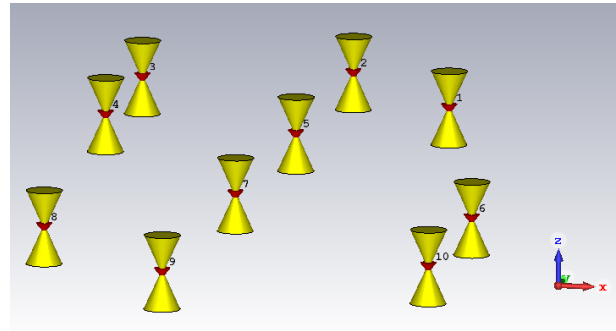


Рис. 7. Модель антенной решетки при отсутствии платформы

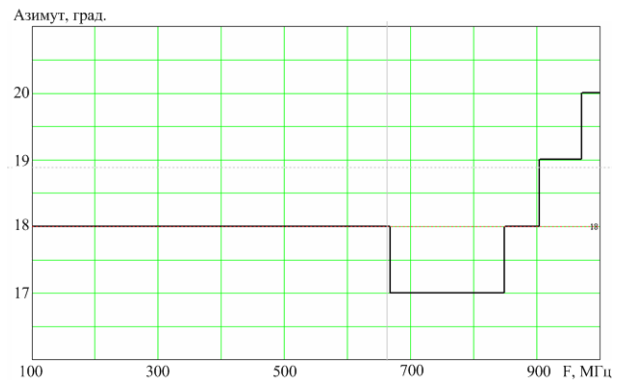
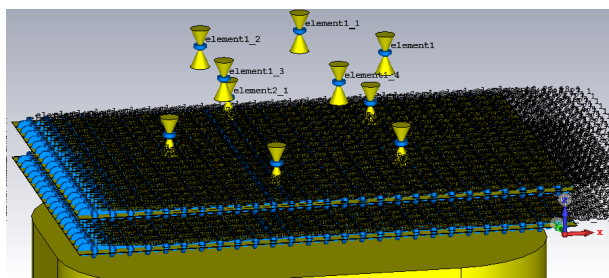
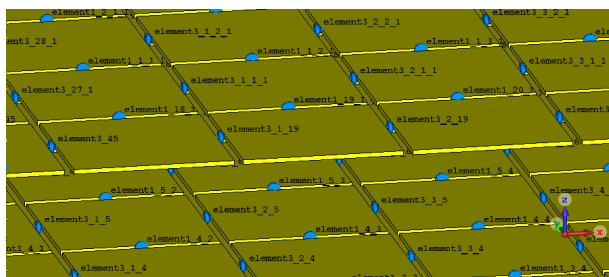


Рис. 8. Результаты вычисления пеленгов для антенной решетки без платформы

Структура с двухслойным печатным поглотителем типа «экран Солсбери», показанная на рис. 9, состоит из печатных плат с квадратными полосками размерами 35 мм на 35 мм (меньше $\lambda_0 / 8$ на частоте 1 ГГц), расположенные на расстоянии 75 мм и 150 мм от платформы (четверть длины волны на частотах 1 ГГц и 0,5 ГГц). Нагрузки – резисторы по 400 Ом.



а – расположение поглотителя относительно решетки



б – структура поглотителя

Рис. 9. Применение поглотителя

Результаты вычисления пеленга сигнала с левой круговой поляризацией для варианта антенной системы, рассмотренной на рис. 9, показаны на рис. 10. Истинное значение азимута 18° , угла места – 45° . Из полученных результатов видно, что наиболее ощутимый выигрыш в точности пеленгования имеет место в низкочастотной области исследуемого диапазона волн, но для полной компенсации систематической погрешности пеленгования необходимо использовать существенно большее число слоев многочастотного экрана Солсбери.

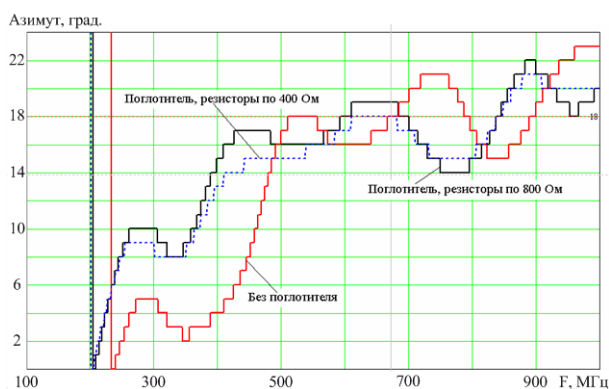


Рис. 10. Вычисленный азимут для антенной системы, показанной на рис. 9

Поступила 28.02.2020; принята к публикации 27.03.2020

Информация об авторах

Першин Павел Викторович – ведущий инженер, АО «Иркос» (129626, Россия, г. Москва, а/я 30), тел. +7(915)587-43-25, e-mail: pershinpv@ircoc.vrn.ru

Заключение

В результате проведенных исследований можно сформулировать следующие выводы.

Лучшими характеристиками обладает антенная решетка из симметричных конусов, состоящая из 2 подрешеток, антенные элементы которой расположены в шахматном порядке в верхней и нижней подрешетках (ослабленная связь между элементами, малый уровень паразитной поляризации).

Платформу желательно полностью закрывать поглотителем.

Несимметричные элементы использовать нежелательно, т.к. у них существенная компонента паразитной поляризации, что сильно сказывается на погрешности пеленгования при неизвестной поляризации падающей волны.

При падении волны с левой круговой поляризацией с азимута 18° и угла места 45° погрешность пеленгования у антенной решетки, показанной на рис. 6, не превышает 2 градусов в полосе от 100 МГц до 1000 МГц при отсутствии погрешности измерения фаз и амплитуд.

Использование поглотителя «двойной экран Солсбери» позволяет уменьшить погрешность пеленгования, вызванную рассеянием волн на платформе, на частотах выше 200 МГц.

Литература

1. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Автоматизированные системы радиоконтроля и их компоненты. М.: Горячая линия – Телеком, 2017. 424 с.
2. Бортовая малогабаритная широкодиапазонная станция радиоконтроля / А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин, И.Б. Крыжко, П.В. Першин, А.Б. Токарев // Радиолокация, навигация, связь: сб. тр. XXIV Междунар. науч.-техн. конф. 2018. Т. 2. С. 375 – 382.
3. Cheon S., Hyoungsoo L., Kwangjae L. Signal Source Localization Using Unmanned Aerial Vehicle with Antenna Array // The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences. 2018. № 43. P. 1911 – 1919.
4. Experimental Performance of Signal Source Localization Based on Distributed DoA Measurements / L. Hyoungsoo, J. Inone, K. Jung-Bin, L. Kwangjae, L. Sang-Uk // 34th International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications, 2019. DOI: 10.1109/ITC-CSCC.2019.8793447. Radio monitoring. Problems, Methods and Equipment / A.M. Rembovsky, A.V. Ashikhmin, V.A. Kozmin, S.M. Smolskiy. Dordrecht: Springer, 2009. 507 p.

VARIANTS OF THE SMALL-DRONE BASED DIRECTION FINDING ANTENNA ARRAYS

P.V. Pershin

JSC “IRCOS”, Moscow, Russia

Abstract: the paper presents the analysis results of the direction-finding antenna arrays variants intended as part variants for a small-size wide-scale radio monitoring station placed on a drone. The weight and size parameters of antenna array are strictly limited by the specified requirements. The influence of the antenna system carrier platform on the complex vector patterns of antenna elements of the array is investigated. It was shown that the carrier metal platform substantially distorts the radiation patterns of asymmetric and symmetric vibrator antenna elements and significantly reduces the cross-polarization isolation, and gives rough misses in evaluating the bearing of signals with elliptical polarization when using the correlation-interferometric direction-finding method. A method for reducing the influence of the carrier metal platform using absorbing surfaces of various types is proposed. In the limiting case of the platform absence, the systematic error of direction finding using an antenna array of symmetrical conical elements does not exceed 2 degrees. It was determined that the optimum characteristics among the options considered when placed above a metal platform have an antenna array of symmetrical cones. The use of a Salisbury double-screen absorber reduces the direction-finding error caused by wave scattering on the carrier platform at frequencies above 200 MHz

Key words: antenna array, direction finding, correlation interferometer, complex vector radiation pattern, small drone

References

1. Rembovskiy A.M., Ashikhmin A.V., Koz'min V.A. “Automated radio monitoring systems and their components” (“Avtomatizirovannye sistemy radiokontrolya i ikh komponenty”), Moscow, Goryachaya liniya - Telekom, 2017, 424 p.
2. Ashikhmin A.V., Koz'min V.A., Kryzhko I.B., Pershin P.V., Tokarev A.B. “Board small-size wide-scale radio monitoring station”, *Proc. of the XXIV International Scientific and Technical Conference «Radar, Navigation, Communications» (Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz': sb. tr. XXIV Mezhdunar. nauch.-tekhn. konf.)*, 2018, vol. 2, pp. 375–382.
3. Cheon S., Hyoungsoo L., Kwangjae L. “Signal source localization using unmanned aerial vehicle with antenna array”, *The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences*, 2018, no. 43, pp. 1911–1919.
4. Hyoungsoo L., Inone J., Jung-Bin K., Kwangjae L., Sang-Uk L. “Experimental performance of signal source localization based on distributed DoA measurements”, *34th International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications*, 2019, DOI: 10.1109/ITC-CSCC.2019.8793447.
5. Rembovsky A.M., Ashikhmin A.V., Kozmin V.A., Smolskiy S.M. “Radio monitoring. Problems, Methods and Equipment”, Dordrecht, Springer, 2009, 507 p.

Submitted 28.02.2020; revised 27.03.2020

Information about the authors

Pavel V. Pershin, leading engineer, JSC “IRCOS” (P.O.Box 30, Moscow 129626, Russia), tel. +7(915)587-43-25, e-mail: pershinpv@ircoc.vrn.ru

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЕЙ БИОПОТЕНЦИАЛОВ

Д.В. Журавлев, В.А. Мещеряков, М.В. Шубин, М.А. Сиваш, В.С. Волков, Д.С. Потапов

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: в современном мире появляется всё больше различных систем для оценки параметров человеческого организма с помощью бесконтактного считывания медико-биологических показателей. Рассматриваются особенности разработки системы, предназначенной для бесконтактного считывания медико-биологических показателей (сигналов ЭКГ), путем анализа параметров усилителей биопотенциалов при использовании в схеме с тремя электродами и в схеме с экранированием электродов, предназначенных для использования в устройстве, имеющем небольшие габариты, аналоговой обработки медико-биологических характеристик, отвечающем тенденциям современного развития радиоэлектронных систем медицинского назначения. Для сравнения используются такие операционные усилители, как OP193, LMP7701, LT6010, которые сравниваются по следующим рассчитываемым показателям: значение входного диапазона, относительная погрешность измерения напряжения, нелинейность, погрешность чувствительности, неравномерность АЧХ и коэффициент подавления синфазной помехи. Выбор данных операционных усилителей обусловлен оптимальным сочетанием в них как финансовых, так и эксплуатационно-технических характеристик. Данное исследование имеет цель получить понимание того, насколько данные операционные усилители пригодны к использованию в системах бесконтактного считывания медико-биологических показателей, а также насколько они соответствуют совокупности предъявляемых к данным операционным усилителям требованиям

Ключевые слова: система бесконтактного считывания медико-биологических показателей, ЭКГ, усилитель биопотенциалов, схема включения с тремя электродами, схема включения с экранированием электродов

Введение

Разработка высокоточного УБП, в достаточной мере удовлетворяющего требованиям усиления биопотенциалов, считается очень сложной технической задачей, а её решению посвящено множество работ. В данной работе будут проанализированы 3 различных ОУ: OP193 [1], LMP7701 [2], LT6010 [3], а также две различные схемы их включения. Анализ проводится с целью проверить соответствие моделируемых параметров данных ОУ требуемым параметрам, взятых из с ГОСТ 19687 [4], ГОСТ Р МЭК 60601-2-51 [5] и Р 50.2.009 [6].

Анализ параметров усилителей биопотенциалов с тремя электродами

Часто ИУ строят по схеме с 4 ОУ, как показано на рис. 1. Добавленный ОУ подключается к третьему электроду. Усилитель инвертирует синфазный сигнал, который присутствует на входах инструментального усилителя. Когда выходной ток возвращается на тело, он противодействует изменениям синфазного напряжения, тем самым улучшая подавление синфазного сигнала в системе.

Расчёт каждого усилителя проводился при одинаковых условиях:

- 1) отсутствие третьего электрода, подающего на кожный покров человека усиленный синфазный сигнал;
- 2) отсутствие экранирования электродов;
- 3) коэффициент усиления $K_y = 500$;
- 4) напряжение питания $U_{пит} = \pm 3$ В.

В табл. 1 представлены результаты расчёта значений входного динамического диапазона для каждого усилителя.

Таблица 1

Результаты расчёта значений входного динамического диапазона

	OP193	LMP7701	LT6010
Уровень шума усилителя, $nV/\sqrt{Гц}$	65	9	14
Полоса пропускания по уровню $0.707 f_{П}$, кГц	0.152	11.472	0.062
Нижняя граница входного диапазона $U_{Н}$, мкВ	0.80	0.96	0.11
Верхняя граница входного диапазона $U_{В}$, мВ	11.85	12.01	12.25
Динамический диапазон D , дБ	83.41	81.95	100.93

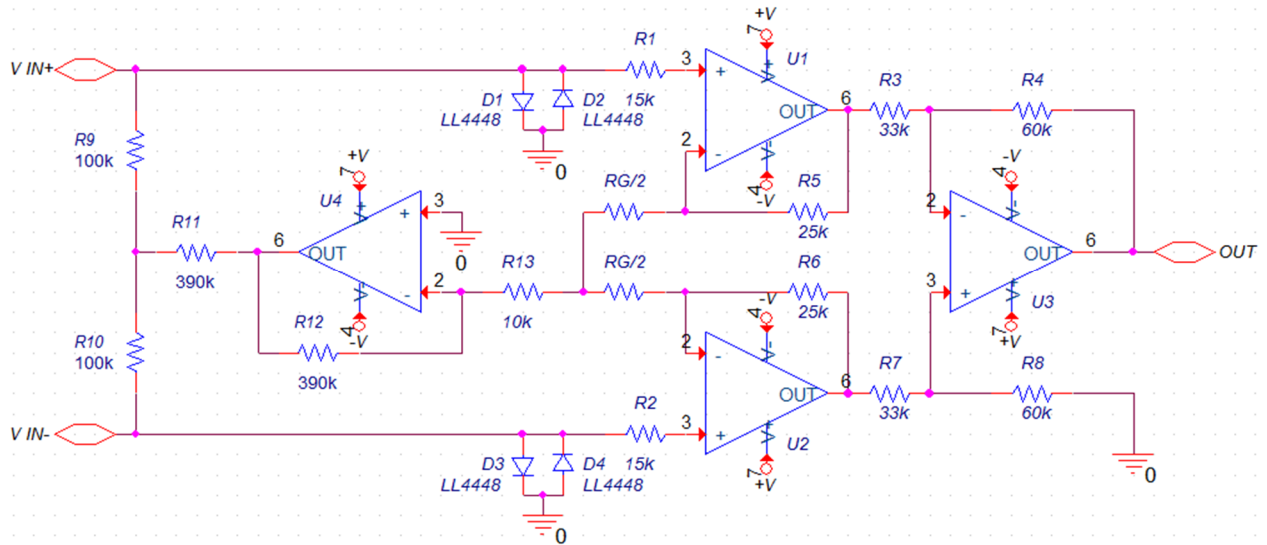


Рис. 1

По результатам расчётов видно, что заметно больший динамический диапазон у ИУ на LT6010, что объясняется его маленькой полосой пропускания. В целом результаты практически такие же, как и без экранирования.

Результаты определения относительной погрешности измерения напряжения приведены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты определения относительной погрешности измерения напряжения

	OP193			
Значение напряжения на входе усилителя – $U_{вх}$, мВ	0.1	0.5	0.8	1
Значение напряжения на выходе усилителя – $U_{изм}$, мВ	49.13	246.26	415.26	505.79
Относительная погрешность измерения напряжения – δ_U , %	-1.74	-1.50	3.82	1.16
	OP193			
Значение напряжения на входе усилителя – $U_{вх}$, мВ	3	5	8	10
Значение напряжения на выходе усилителя – $U_{изм}$, мВ	1436.9	2406.0	3849.3	4810.0
Относительная погрешность измерения напряжения – δ_U , %	-4.207	-3.760	-3.768	-3.800
	LMP7701			
Значение напряжения на входе усилителя – $U_{вх}$, мВ	0.1	0.5	0.8	1
Значение напряжения на выходе усилителя – $U_{изм}$, мВ	50.02	250.11	400.18	500.22
Относительная погрешность измерения напряжения – δ_U , %	0.04	0.04	0.05	0.04
	LMP7701			
Значение напряжения на входе усилителя – $U_{вх}$, мВ	3	5	8	10
Значение напряжения на выходе усилителя – $U_{изм}$, мВ	1500.7	2501.1	4001.8	5002.3
Относительная погрешность измерения напряжения – δ_U , %	0.047	0.044	0.045	0.046
	LT6010			
Значение напряжения на входе усилителя – $U_{вх}$, мВ	0.1	0.5	0.8	1
Значение напряжения на выходе усилителя – $U_{изм}$, мВ	47.82	239.12	382.59	478.24
Относительная погрешность измерения напряжения – δ_U , %	-4.36	-4.35	-4.35	-4.35
	LT6010			
Значение напряжения на входе усилителя – $U_{вх}$, мВ	3	5	8	10
Значение напряжения на выходе усилителя – $U_{изм}$, мВ	1434.7	2391.2	3825.9	4782.3
Относительная погрешность измерения напряжения – δ_U , %	-4.35	-4.35	-4.35	-4.35

Средние показатели относительной погрешности составили: 2.969%; 0.044%; 4.351% для трёх исследуемых усилителей соответственно.

Результаты измерений нелинейности приведены в табл. 3.

Наименьшее значение нелинейности у ИУ на LMP7701. Она практически нулевая. А ИУ на ОР193 показал нелинейность, превышающую допустимую.

Таблица 3
Результаты измерений нелинейности

	ОР193	LMP7701	LT6010
Номинальная величина размаха сигнала на выходе $U_{НОМ}$, В	438.35	539.28	337.35
Линейная величина размаха регистрируемого сигнала $U_{ИЗМ}$, В	369.72	539.27	337.37
Эффективная ширина выходного динамического диапазона B , В	740.96	1075.23	653.51
Нелинейность n , %	9.261	0.001	-0.003

В табл. 4 представлены результаты расчёта погрешности чувствительности.

Таблица 4
Результаты расчёта погрешности чувствительности

	ОР193	LMP7701	LT6010
Величина входного сигнала – $U_{ВХ}$, мВ	2		
Величина выходного сигнала – $U_{ВЫХ}$, мВ	980.28	1000.4	1003.4
Относительная погрешность установки чувствительности – δ_S , %	2.01	-0.04	-0.34

При определении погрешности установки чувствительности заметно лучший результат показала схема на LMP7701. Относительная погрешность оказалась почти нулевой.

Результаты определения неравномерности АЧХ представлены в табл. 5.

Таблица 5
Результаты определения неравномерности АЧХ

	ОР193	LMP7701	LT6010
Диапазон частот (0.5–60) Гц			
Размах выходной синусоиды на опорной частоте – U_0 , мВ	497.99	500.22	501.69
Размах выходной синусоиды, максимально отличающийся от U_0 – $U_{МАХ}$, мВ	353.63	576.47	266.19
Неравномерность АЧХ – δ_f , %	-29.02	15.13	-47.04
Диапазон частот (60–75) Гц			
Размах выходной синусоиды, максимально отличающийся от U_0 – $U_{МАХ}$, мВ	321.27	601.33	231.47
Неравномерность АЧХ – δ_f , %	-35.49	20.21	-53.86

У всех трёх ИУ неравномерность настолько большая, что не соответствует требованиям технического задания.

Результаты расчёта КОСС сведены в табл. 6.

Таблица 6
Результаты расчёта КОСС

	ОР193	LMP7701	LT6010
Коэффициент подавления синфазной помехи – K_C , дБ	109.081	116.447	117.617

Все ИУ показали результаты, несоответствующие предъявляемым требованиям. Лишь схема с тремя электродами на ОУ ОР193 обладает большим КОСС, чем без третьего электрода и с экраном.

Анализ параметров усилителей биопотенциалов с экранированием электродов

Часто ИУ строят по другой схеме с 4 ОУ, как показано на рис. 2. Добавленный ОУ используется как «защитный». Его усиленный синфазный сигнал может быть использован для ослабления эффектов ёмкости кабеля и утечек. Синфазное напряжение не будет зату-

хоть под влиянием входных RC-цепей и, что более существенно, не будет различия в затухании по каждому входу. Такой эффект становится возможным, так как на обоих выводах конденсаторов C1 и C2 действует одно и то же напряжение, равное синфазному. Ёмкости C1 и

C2 оказывают влияние только на дифференциальное входное напряжение. При таком включении защитный выход должен быть соединён с экраном входного кабеля. При этом важно, чтобы экран больше не был никуда подключен. И тем более не должен быть заземлён.

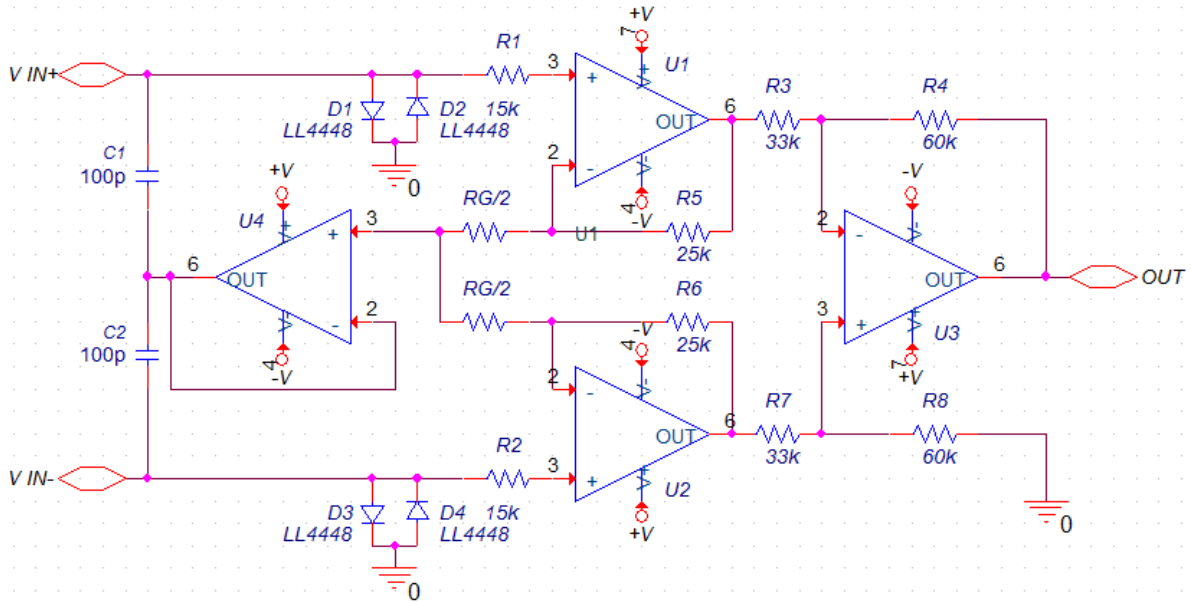


Рис. 2

Расчёт каждого усилителя проводился при равных условиях:

- 1) отсутствие третьего электрода, подающего на кожу человека усиленный синфазный сигнал;
- 2) присутствие экранирования электродов;
- 3) коэффициент усиления $K_y = 500$;
- 4) напряжение питания $U_{пит} = \pm 3$ В.

В табл. 7 представлены результаты расчёта значений входного динамического диапазона для каждого усилителя.

Таблица 7

Результаты расчёта значений входного динамического диапазона

	OP193	LMP770 1	LT601 0
Уровень шума усилителя, нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$	65	9	14
Полоса пропускания по уровню $0.707 f_{\text{П}}$, кГц	0.175	9.131	0.047
Нижняя граница входного диапазона $U_{\text{Н}}$, мкВ	0.86	0.86	0.10
Верхняя граница входного диапазона $U_{\text{В}}$, мВ	11.60	12	11.90
Динамический диапазон D , дБ	82.60	82.89	101.51

По результатам расчётов видно, что заметно больший динамический диапазон у ИУ на LT6010, что объясняется его маленькой полосой пропускания. В целом результаты практически такие же, как и без экранирования.

Результаты определения относительной погрешности измерения напряжения приведены в табл. 8.

Средние показатели относительной погрешности составили: 1.09%; 0.46%; 5.9% для трёх исследуемых усилителей соответственно. Наименьшую погрешность показал ИУ на LMP7701. Также следует отметить, что без экранирования электродов относительная погрешность была примерно в 2 раза меньше для всех трёх усилителей.

Результаты измерений нелинейности приведены в табл. 9.

Наименьшее значение нелинейности снова у ИУ на LT6010. Но стоит отметить, что на частоте сигнала 40 Гц у этой схемы значительно снизилось усиление.

В табл. 10 представлены результаты расчёта погрешности чувствительности.

При определении погрешности установки чувствительности заметно лучший результат показала схема на LMP7701, в то время как схема с использованием ОУ LT6010 хуже всех справилась с задачей.

Таблица 8

Результаты определения относительной погрешности измерения напряжения

	OP193			
Значение напряжения на входе усилителя – $U_{вх}$, мВ	0.1	0.5	0.8	1
Значение напряжения на выходе усилителя – $U_{изм}$, мВ	49.15	246.98	395.44	494.37
Относительная погрешность измерения напряжения – δ_U , %	-1.70	-1.21	-1.14	-1.13
	OP193			
Значение напряжения на входе усилителя – $U_{вх}$, мВ	3	5	8	10
Значение напряжения на выходе усилителя – $U_{изм}$, мВ	1484.8	2475.2	3961.2	4951.7
Относительная погрешность измерения напряжения – δ_U , %	-1.013	-0.992	-0.970	-0.966
	LMP7701			
Значение напряжения на входе усилителя – $U_{вх}$, мВ	0.1	0.5	0.8	1
Значение напряжения на выходе усилителя – $U_{изм}$, мВ	49.77	248.87	398.20	497.74
Относительная погрешность измерения напряжения – δ_U , %	-0.46	-0.45	-0.45	-0.45
	LMP7701			
Значение напряжения на входе усилителя – $U_{вх}$, мВ	3	5	8	10
Значение напряжения на выходе усилителя – $U_{изм}$, мВ	1493.2	2488.9	3982.1	4977.6
Относительная погрешность измерения напряжения – δ_U , %	-0.45	-0.44	-0.45	-0.45
	LT6010			
Значение напряжения на входе усилителя – $U_{вх}$, мВ	0.1	0.5	0.8	1
Значение напряжения на выходе усилителя – $U_{изм}$, мВ	46.96	235.89	376.63	470.78
Относительная погрешность измерения напряжения – δ_U , %	-6.08	-5.64	-5.84	-5.84
	LT6010			
Значение напряжения на входе усилителя – $U_{вх}$, мВ	3	5	8	10
Значение напряжения на выходе усилителя – $U_{изм}$, мВ	1412.3	2353.9	3766.3	4707.8
Относительная погрешность измерения напряжения – δ_U , %	-5.85	-5.84	-5.84	-5.84

Таблица 9

Результаты измерений нелинейности

	OP193	LMP7701	LT6010
Номинальная величина размаха сигнала на выходе $U_{ном}$, В	462.09	498.02	378.63
Линейная величина размаха регистрируемого сигнала $U_{изм}$, В	458.59	498.08	378.59
Эффективная ширина выходного динамического диапазона B , В	969.71	999.13	876.41
Нелинейность n , %	0.36	-0.013	-0.005

Таблица 10

Результаты расчёта погрешности чувствительности

	OP193	LMP7701	LT6010
Величина входного сигнала – $U_{вх}$, мВ	2		
Величина выходного сигнала – $U_{вых}$, мВ	989.61	995.47	963.52
Относительная погрешность установки чувствительности – δ_S , %	1.05	0.46	3.79

Результаты определения неравномерности АЧХ представлены в табл. 11.

Таблица 11
Результаты определения неравномерности АЧХ

	OP193	LMP7701	LT6010
Диапазон частот (0.5–60) Гц			
Размах выходной синусоиды на опорной частоте – U_0 , мВ	492.47	497.71	481.76
Размах выходной синусоиды, максимально отличающийся от U_0 – U_{MAX} , мВ	423.26	498.72	304.96
Неравномерность АЧХ – δ_f , %	-13.98	0.20	-36.69
Диапазон частот (60–75) Гц			
Размах выходной синусоиды, максимально отличающийся от U_0 – U_{MAX} , мВ	390.47	498.95	262.69
Неравномерность АЧХ – δ_f , %	-20.71	0.25	-45.47

Наиболее равномерной АЧХ обладает ИУ, построенный на ОУ LMP7701. У других ИУ неравномерность значительно выше, что связано с маленькой полосой пропускания. У ИУ на OP193 и на LT6010 неравномерность настолько большая, что не соответствует предъявляемым к ней требованиям.

Результаты расчёта КОСС сведены в табл. 12.

Таблица 12
Результаты расчёта КОСС

	OP193	LMP7701	LT6010
Коэффициент подавления синфазной помехи – K_C , дБ	105.275	136.666	123.624

Поступила 24.02.2020; принята к публикации 23.03.2020

Информация об авторах

Журавлев Дмитрий Владимирович – канд. техн. наук, доцент кафедры радиоэлектронных устройств и систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: ddom@bk.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1087-9704>

Мещеряков Владислав Александрович - студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: prlme4elo@mail.ru

Шубин Михаил Владимирович - студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: 4172026@mail.ru

Сиваш Михаил Александрович - студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: sivmikha@yandex.ru

Согласно результатам расчёта снова наибольшим КОСС обладает ИУ на ОУ LMP7701. А ИУ на ОУ OP193 обладает недостаточным КОСС, неподходящим под требования.

Заключение

Данное исследование показало, что хоть данные ОУ и соответствуют допустимому диапазону значений по некоторым предъявляемым требованиям, но, тем не менее, они не соответствуют совокупности предъявляемых требований даже несмотря на то, что моделирование проводилось для различных схем включения.

Литература

1. OP193 Datasheet [<http://www.datasheet-pdf.com/PDF/OP193-Datasheet-AnalogDevices-475388>]
2. LMP7701 Datasheet [<http://www.datasheet-pdf.com/PDF/LMP7701-Datasheet-TexasInstruments-1022731>]
3. LT6010 Datasheet [<http://www.datasheet-pdf.com/PDF/LT6010-Datasheet-LinearTechnology-47428>]
4. ГОСТ 19687-89. Приборы для измерения биологических потенциалов сердца. Общие технические требования и методы испытаний.
5. ГОСТ Р МЭК 60601-2-51-2008 Изделия медицинские электрические. Часть 2-51. Частные требования безопасности с учетом основных функциональных характеристик к регистрирующим и анализирующим одноканальным и многоканальным электрокардиографам.
6. Р 50.2.009-2011. Государственная система обеспечения единства измерений. Электрокардиографы, электрокардиоскопы и электрокардио-анализаторы. Методика поверки.

Волков Владимир Сергеевич - студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: Krutotip2010@mail.ru

Потапов Дмитрий Сергеевич - студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: potapoff.dmitr@yandex.ru

COMPARATIVE ANALYSIS OF THE PARAMETERS OF BIO-POTENTIAL AMPLIFIERS

D.V. Zhuravlev, V.A. Meshcheryakov, M.V. Shubin, M.A. Sivash, V.S. Volkov, D.S. Potapov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: in the modern world there are more and more different systems for assessing the parameters of the human body using non-contact reading of biomedical indicators. We examined the features of the development of a system designed for non-contact reading of biomedical indicators (ECG signals) by analyzing the parameters of biopotential amplifiers when used in a three-electrode circuit and in a circuit with electrode shielding intended for use in a device that has small dimensions, analog processing of medical-biological characteristics that meet the trends of the modern development of medical electronic systems. For comparison, operational amplifiers such as OP193, LMP7701, LT6010 are used, which are compared by the following calculated indicators: input range value, relative voltage measurement error, nonlinearity, sensitivity error, frequency response unevenness and common mode rejection ratio. The choice of these operational amplifiers is due to the optimal combination of both financial and operational-technical characteristics in them. This study aims to gain an understanding of how these operational amplifiers are suitable for use in non-contact reading systems for biomedical indicators, and how they correspond to the set of requirements for these operational amplifiers

Key words: non-contact reading system for biomedical indicators, ECG, biopotential amplifier, switching circuit with three electrodes, switching circuit with shielding electrodes

References

1. OP193 Datasheet [<http://www.datasheet-pdf.com/PDF/OP193-Datasheet-AnalogDevices-475388>]
2. LMP7701 Datasheet [<http://www.datasheet-pdf.com/PDF/LMP7701-Datasheet-TexasInstruments-1022731>]
3. LT6010 Datasheet [<http://www.datasheet-pdf.com/PDF/LT6010-Datasheet-LinearTechnology-47428>]
4. GOST 19687-89 "Devices for heart bioelectric potentials measurement. General technical requirements and test methods"
5. GOST R MEK 60601-2-51-2008 "Medical electrical equipment. Part 2-51. Particular requirements for safety, including essential performance, of recording and analysing single channel and multichannel electrocardiographs".
6. R 50.2.009-2011 "State system for ensuring the uniformity of measurements. Electrocardiographs, electrocardioscopes and electrocardioanalyzers. Verification procedure".

Submitted 24.02.2020; revised 23.03.2020

Information about the authors

Dmitriy V. Zhuravlev, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: ddom@bk.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1087-9704>

Vladislav A. Meshcheryakov, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: pr1me4elo@mail.ru

Mikhail V. Shubin, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: 4172026@mail.ru

Mikhail A. Sivash, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: sivmikha@yandex.ru

Vladimir S. Volkov, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: Krutotip2010@mail.ru

Dmitriy S. Potapov, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: potapoff.dmitr@yandex.ru

АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ КОМАНДНО-ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ РАДИОЛИНИИ И ТЕХНИЧЕСКИЕ ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ИХ РЕАЛИЗАЦИИ

Д.Г. Пантенков¹, В.П. Литвиненко²

¹АО «Кронштадт», г. Москва, Россия

²Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: стохастические параллельно-последовательные широкополосные сигналы могут быть использованы в командно-телеметрических каналах беспилотных подвижных объектов авиационного, наземного или морского базирования в силу того, что обладают низкой вероятностью их обнаружения при радиомониторинге по сравнению с широкополосными сигналами (ШПС) детерминированной структуры, высокой структурной скрытностью и высокой устойчивостью к преднамеренным помехам. При этом понятие скрытности при передаче полезной информации включает в себя энергетический, информационный и структурный аспекты, которые имеют ввиду устойчивость к доступу информации, содержащейся в радиосигнале, к вскрытию «гонкой структуры» и последующему анализу, а также к обнаружению самого сигнала по его спектральной плотности мощности (отношению энергии радиосигнала к занимаемой им полосе частот). Представлены результаты разработки аппаратно-программного комплекса (радиосистемы передачи данных) на основе стохастических М-ичных параллельно-последовательных широкополосных сигналов (СМПШПС), а также рассматриваются вопросы анализа пик-фактора, автокорреляционной функции (АКФ), функции спектральной корреляции (ФСК), вероятности ошибки на бит передаваемой информации для СМПШПС, представлены разработанные структурные схемы передающего устройства, многофункциональный алгоритм демодуляции и синхронизации СМПШПС. Показана принципиальная возможность реализации стохастических параллельно-последовательных широкополосных сигналов на современных аппаратных платформах с учетом требований по вычислительным ресурсам, скоростям передачи информации

Ключевые слова: стохастические параллельно-последовательные широкополосные радиосигналы, функция спектральной корреляции, осциллограмма, вероятность ошибки, алгоритм демодуляции и синхронизации, практическая реализация, ПЛИС, цифровой сигнальный процессор, вычислительные ресурсы

Введение

Проведенный анализ показал, что известен ряд научно-технических и диссертационных работ [1-6], в которых представлены результаты серьёзной проработки возможности применения М-ичных многочастотных стохастических параллельно-последовательных широкополосных радиосигналов.

В рамках работ [1-6] рассмотрен ряд принципиальных технических вопросов по данной тематике, обладающих большой научной новизной и практической значимостью, а именно:

- разработано сразу несколько способов формирования ансамблей ортогональных М-ичных СМПШПС, которые обладают улучшенными свойствами в части структурной скрытности и помехоустойчивости применительно к оптимальным помеховым воздействиям в сравнении с известными типами сигналов;

- проведены исследования свойств разработанных сигналов, их пик-факторов и автокорреляционных функций, сравнительный анализ

структурной скрытности СМПШПС, которые сформированы с использованием алгоритма ортогонализации Грама-Шмидта и сигналов с МОК-модуляцией (представляет собой М-ичное ортогональное кодирование) на базе известного метода обнаружения сигналов с помощью функции спектральной корреляции, показывающие, что ортогональные СМПШПС более высокой скрытности;

- проведен сравнительный анализ эффективности использования сформированных стохастических параллельно-последовательных широкополосных сигналов с сигналами ФМ-2 с целью зондирования КВ-канала и передачи служебной информации. При этом полученные результаты показывают, что стохастические параллельно-последовательные широкополосные сигналы обеспечивают сопоставимые с традиционными сигналами показатели, но при более высокой структурной скрытности [1-6];

- предложенные способы формирования ансамблей ортогональных в усиленном смысле (ОУС) СМПШПС обеспечивают формирование сигналов, обладающих повышенной помехоустойчивостью (помехозащищённостью) и

структурной скрытностью, используемые в системах связи общегражданского и специального назначения;

- экспериментальный макет системы передачи данных на базе ортогональных СМППС, которые сформированы с использованием обобщенного алгоритма Витерби (ОАВ), что позволяет доказать работоспособность данной системы и её практическую реализуемость с учетом текущего состояния и перспектив развития электронно-компонентной базы.

Данная статья направлена на развитие данной тематики в практической плоскости.

Технические требования к разрабатываемой радиосистеме

1. Разрабатываемая радиосистема должна обеспечивать:

- повышенную скрытность работы;
- повышенную устойчивость к оптимизированным помехам по сравнению с известными сигналами.

2. Радиосистема должна использовать все преимущества работы с широкополосными сигналами:

- множественный доступ;
- высокая структурная скрытность;
- низкая вероятность перехвата и разведки;
- ослабление интерференции и др.

3. В радиосистеме должно применяться

$$S^{(k)}(t) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^l g[t - (j-1) \cdot t_u] \times [\rho_{1ij}^{(k)} \cos(\omega_i t) - \rho_{2ij}^{(k)} \sin(\omega_i t) + \sqrt{-1} \rho_{1ij}^{(k)} \sin(\omega_i t) + \sqrt{-1} \rho_{2ij}^{(k)} \cos(\omega_i t)] \quad (1)$$

где i – частотная литера в сигнале ($i = 1..m$); m – количество частотных литер; j – номер субэлемента сигнала ($j = 1..l$); l – число временных субэлементов в сигнале с длительностью каждого $t_u = \frac{T}{l}$; T – длительность сигнала; срезающая функция $g[t - (j-1) \cdot t_u]$, вычисляемая в виде

$$g(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } (j-1) \cdot t_u \leq t \leq j t_u; \\ 0 & \text{при других } t. \end{cases} \quad (2)$$

ω_i – частота i -й поднесущей; $\rho_{1ij}^{(k)}, \rho_{2ij}^{(k)}$ – квадратурные составляющие (КС) СМППС.

Модуляция с помощью $\rho_{1ij}^{(k)}, \rho_{2ij}^{(k)}$ является квадратурной модуляцией псевдослучайным аналоговым сигналом. Стохастический парал-

лельно-последовательный широкополосный сигнал имеет матричную структуру и состоит из m поднесущих и l субэлементов. Эта особенность обеспечивает СМППС [2-3]:

- возможность повышения помехоустойчивости (помехозащищенности) за счет увеличения базы сигнала $B = m \cdot l$;
- устойчивость к воздействию узкополосных помех за счет режекции пораженных поднесущих.

Расстояние между поднесущими СМППС, исходя из условия ортогональности, устанавливается равным $\Delta f = 1/t_u$. Общая полоса сигнала равна $\Delta F = m \cdot \Delta f$.

Характеристика стохастических параллельно-последовательных широкополосных сигналов

Вид сигналов – М-ичные ортогональные стохастические многочастотные параллельно-последовательные широкополосные сигналы имеют вид [1-6]

4. Численные характеристики системы:

- ширину используемой полосы частот выберем равной $\Delta F = 5 - 20$ МГц;
- зададим набор информационных скоростей $R_u = 2, 4; 4, 8; 9, 6$ кбит/с.

В данной статье приведен ряд графических зависимостей, полученных по результатам имитационного моделирования в среде Simulink прикладного пакета программ Matlab. Некоторые из зависимостей получены для параметров с меньшим значением, чем те, которые указаны в требованиях к радиосистеме. В частности, структурная скрытность СМППС анализируется при значительно меньшей полосе сигнала.

Способ формирования сигналов

Стохастические параллельно-последовательные широкополосные сигналы

формируются с использованием алгоритма ортогонализации Грама-Шмидта из исходных аналоговых псевдослучайных последовательностей (АПСП) с заданными свойствами [1-6].

В результате процедуры ортогонализации возможно получить квадратуры сигналов:

а) ортогональных в усиленном смысле (не-

$$\rho_{o1ij}^{(k)} = \rho_{1ij}^{(k)} - \sum_{r=1}^{k-1} \left(\rho_{1ij}^{(r)} \sum_{j=1}^l \sum_{i=1}^m \left(\frac{\rho_{1ij}^{(r)} \rho_{1ij}^{(k)} + \rho_{2ij}^{(r)} \rho_{2ij}^{(k)}}{(\rho_{1ij}^{(r)})^2 + (\rho_{2ij}^{(r)})^2} \right) - \rho_{2ij}^{(r)} \sum_{j=1}^l \sum_{i=1}^m \left(\frac{-\rho_{1ij}^{(k)} \rho_{2ij}^{(r)} + \rho_{1ij}^{(r)} \rho_{2ij}^{(k)}}{(\rho_{1ij}^{(r)})^2 + (\rho_{2ij}^{(r)})^2} \right) \right), \quad (3)$$

$$\rho_{o2ij}^{(k)} = \rho_{2ij}^{(k)} - \sum_{r=1}^{k-1} \left(\rho_{2ij}^{(r)} \sum_{j=1}^l \sum_{i=1}^n \left(\frac{\rho_{1ij}^{(r)} \rho_{1ij}^{(k)} + \rho_{2ij}^{(r)} \rho_{2ij}^{(k)}}{(\rho_{1ij}^{(r)})^2 + (\rho_{2ij}^{(r)})^2} \right) + \rho_{1ij}^{(r)} \sum_{j=1}^l \sum_{i=1}^n \left(\frac{-\rho_{1ij}^{(k)} \rho_{2ij}^{(r)} + \rho_{1ij}^{(r)} \rho_{2ij}^{(k)}}{(\rho_{1ij}^{(r)})^2 + (\rho_{2ij}^{(r)})^2} \right) \right). \quad (4)$$

Выражения для формирования КС сигнала, ортогональных в обычном смысле, являются частным случаем выражений (3) и (4) и не содержат вторых слагаемых в круглых скобках

под знаком суммы $\sum_{r=1}^{k-1}$.

Датчик АПСП для формирования СМПШПС

На рис. 1 представлен один из возможных вариантов реализации датчика АПСП для формирования СМПШПС. Работа датчика основана на использовании центральной предельной теоремы, из которой следует, что суммы большого числа случайных величин с произвольным распределением будут распределены по нормальному закону.

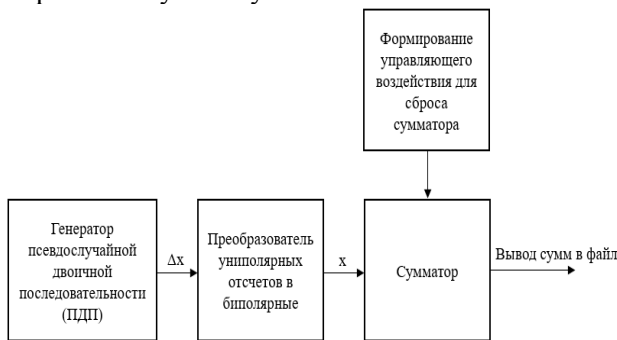


Рис. 1. Датчик АПСП для формирования СМПШПС

На рис. 2 приведен пример осциллограммы ортогональных в обычном смысле СМПШПС.

когерентный прием);

б) ортогональных в обычном смысле (когерентный/квазикогерентный прием).

Выражения для формирования КС сигнала, ортогональных в усиленном смысле, приведены ниже [1-6]

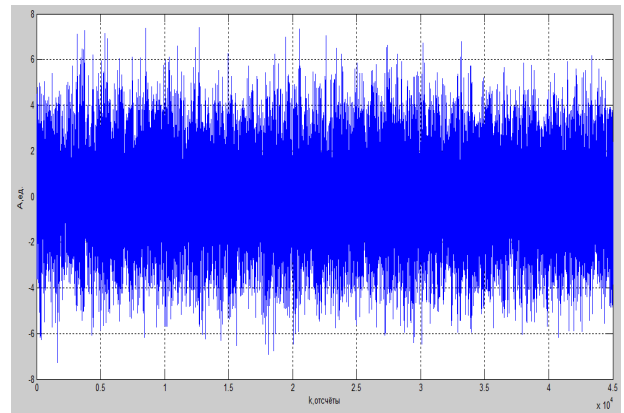


Рис. 2. Пример осциллограммы СМПШПС

На рис. 2 СМПШПС имеет следующие параметры: $m = 8, M = 8, l = 256, n_0 = 180$. При этом n_0 – число отсчетов, приходящееся на один субэлемент СМПШПС. Следует отметить, что все формируемые СМПШПС обладают единичной энергией.

При реализации модемов с СМПШПС ансамбли сигналов могут быть заранее сформированы и записаны в память и считываться по требованию.

Корреляционные свойства и пик-фактор стохастических параллельно-последовательных широкополосных сигналов

На рис. 3 и 4 представлены примеры автокорреляционных функций (АКФ) СМПШПС при различных параметрах сигналов.

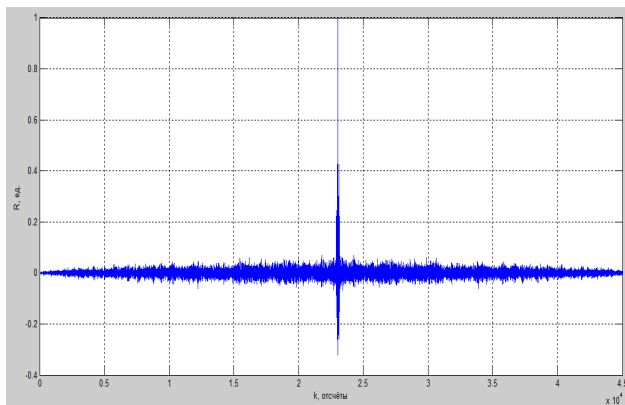


Рис. 3. Пример АКФ СМПШПС

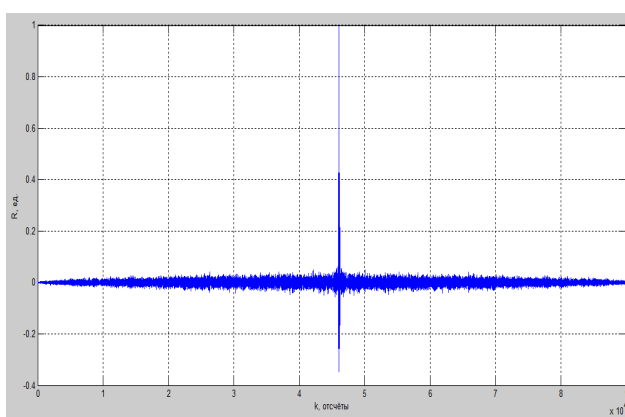


Рис. 4. Пример АКФ СМПШПС

Параметры сигнала для случая 1 (рис. 3): $m=8, l=128, M=8, n_0 = 180$.

Параметры сигнала для случая 2 (рис. 4): $m=8, l=256, M=8, n_0 = 180$.

Пик-фактор СМПШПС для случая 1 (рис. 3) – 3,77; 3,92; 4,13; 4,21; 3,77; 3,72; 3,91; 3,89. Среднее значение пик-фактора – 3,91.

Пик-фактор СМПШПС для случая 2 (рис. 4) – 3,74; 4,36; 3,97; 4,08; 3,90; 4,10; 3,71; 3,96. Среднее значение пик-фактора – 3,98.

Ширина центрального лепестка АКФ уменьшается с ростом базы сигнала.

Также видно, что СМПШПС обладают большим пик-фактором (пик-фактор возрастает с ростом базы сигнала). Снижение пик-фактора возможно осуществлять двумя способами:

- формировать большее, чем необходимо, количество сигналов $M_1 > M$ и отбрасывать СМПШПС с наибольшим пик-фактором;

- вводить ограничение амплитуды сигнала с помощью коэффициента ограничения. Следует учитывать, что при больших коэффициентах ограничения нарушается ортогональность СМПШПС.

Ограничение амплитуды сигнала производится в соответствии со следующим выражением

$$Y = K_{огр} \cdot \sum_{k=1}^M \frac{\max \{S^{(k)}(t)\}}{k}, \quad (5)$$

где $K_{огр}$ – коэффициент ограничения;

$\max \{S^{(k)}(t)\}$ – максимальное мгновенное значение k-го сигнала.

На рис. 5 приведен пример влияния введения коэффициента ограничения на пик-фактор СМПШПС. Параметры СМПШПС для рис. 5: $m = 8, M = 16, l = 50, n_0 = 180$.

Структурная скрытность стохастических параллельно-последовательных широкополосных сигналов

С появлением и внедрением на практике технологии «открытой архитектуры» (Software defined radio) разработан методический аппарат обнаружения и анализа структуры радиосигналов, используемых в различных системах. Энергетические детекторы в настоящее время не являются основным средством обнаружения радиосигналов [7-13] в силу того, что позволяют оценить лишь факт наличия или отсутствия сигнала на входе приемника. Для определения основных параметров радиосигналов на текущий момент активно применяются методы, позволяющие обнаружить и оценить основные параметры радиосигнала: пеленг, амплитуду, несущую частоту, фазу и т.д. Расчет функции спектральной корреляции (ФСК) и коэффициента спектральной когерентности, используемых в указанных методах, обеспечивает возможность «вскрытия» структуры сигнала [1-6].

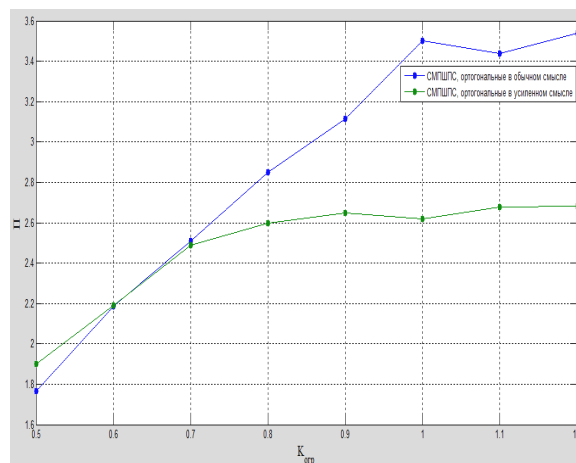


Рис. 5. Зависимость пик-фактора СМПШПС от коэффициента ограничения по амплитуде

Предположим, $x(t)$ – комплексный случайный процесс (при этом за T_0 обозначим период процесса $x(t)$) с периодической автокорреляционной функцией

$$R_x(t, \tau) = R_x(t + T_0, \tau), \quad (6)$$

где

$$R_x(t, \tau) = \int_{-T_0/2}^{+T_0/2} x(t + \tau/2) \cdot \hat{x}(t - \tau/2) dt, \quad (7)$$

причем « $\hat{\cdot}$ » – сопряженная величина.

В силу того, что автокорреляционная функция – периодическая, ее можно представить с использованием своих коэффициентов Фурье:

$$R_x^\alpha(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{+T_0/2} x \cdot (t + \tau/2) \cdot \hat{x}(t - \tau/2) \times \exp\{-i2 \cdot \pi \cdot \alpha \cdot t\} dt, \quad (8)$$

где α – частота цикла, лежащая в диапазоне чисел, кратных фундаментальной частоте $\frac{1}{T_0}$.

Если сигнал содержит, например, более 1-й фундаментальной частоты, скажем $\{1/T_1, 1/T_2, \dots, 1/T_n\}$, то выражение (8) целесообразно переписать в следующем обобщенном виде [1-6]:

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T_0/2}^{+T_0/2} x(t + \tau/2) \cdot \hat{x}(t - \tau/2) \times \exp\{-i2\pi\alpha t\} dt, \quad (9)$$

где $R_x^\alpha(\tau)$ – циклическая АКФ;

T – интервал измерения;

$\alpha \in \{k_1/T_1, k_2/T_2, \dots, k_n/T_n\}$, k_i – любое целое число, при котором $R_x^\alpha(\tau) \neq 0$.

Аналитическая зависимость оценки функции спектральной корреляции при конечном постоянном числе отсчетов сигнала N принимает вид:

$$S_x^{*\alpha}(f) = \frac{1}{N} \frac{1}{T} \sum_{n=-N/2}^{N/2} X_T \left(n, f + \frac{\alpha}{2} \right) \times X_T \left(n, f - \frac{\alpha}{2} \right), \quad (10)$$

где

$$X_T(n, f) = \int_{n-T/2}^{n+T/2} x(u) \cdot \exp\{-i2 \cdot \pi \cdot f \cdot u\} du, \quad (11)$$

Вычисление комплексной функции спектральной корреляции в соответствии с (11) тре-

буют существенного объема вычислений. Поэтому целесообразно применить приближенное выражение для расчета ФСК, которое учитывает лишь вещественную ее часть $x(u)$:

$$X_T(n, f) = \int_{n-T/2}^{n+T/2} \text{Re}\{x(u)\} \cdot \exp\{-i2\pi fu\} du, \quad (12)$$

Функция спектральной корреляции, в частности, применяется для обнаружения сигналов и определения ряда их параметров (модуляции, кодирования и т.д.). Так, трехмерный график зависимости значения

$$\frac{|S_x^{*\alpha}(f)|}{\max_{\alpha} \left(\max_f (|S_x^{*\alpha}(f)|) \right)}$$

от f и α позволяет об-

наружить излучаемый радиосигнал в канале связи, а также определить характерные частоты.

На рис. 6-8 представлены соответствующие графики для периодической последовательности (параметры последовательности: ширина спектра сигнала – 12 кГц, частота несущей – 0 кГц, частота следования субэлементов – 6 кГц, частота следования информационных символов – $6000/32 = 187,5$ Гц), белый Гауссовский шум со средней мощностью 1 Вт в полосе 12 кГц.

Максимальные значения модуля нормированной функции спектральной корреляции образуют геометрические фигуры (сноски 1, рис. 6(а)), узловыми и центральными точками которых (см. сноски 3 на рис. 6(б)) являются характерные для сигнала частоты и их комбинационные составляющие [1-6].

В качестве примера из рис. 6(а) следует, что в четырех точках, соответствующих частотам $\pm 1,5$ кГц и $6 \pm 1,5$ кГц, расположены центры геометрических фигур в виде ромба, одна из которых представлена на рис. 6(б) в укрупненном масштабе. В свою очередь, данные фигуры – узловые точки большой ромбовидной фигуры с геометрическим центром, обозначенным крестом, расположенным на частоте 6 кГц (сноска с индексом 2).

В соответствии с рис. 6 можно легко определить частоты как следования субэлементов сигнала, так и передачи информационных символов (сноска 4 на рис. 6(б) указывает на узловую точку геометрической фигуры ромбовидной формы, расположенную на частоте 187,5 Гц).

На рис. 7 характерные геометрические фигуры не различимы, поскольку БГШ является случайным процессом.

На рис. 8 показана зависимость модуля нормированной ФСК сигнала с М-ичной орто-

гональной модуляцией или МОК (реализуется с использованием двухпозиционной модуляции ВЧ-несущей расширяющими ортогональными кодами, причем на сегодняшний день в качестве таких кодов чаще всего применяются функции Уолша; рис. 8(а)) и СМПШПС ($M = 4$; $m = 8$) (рис. 8(б)) от f и α при отношении сигнал/шум, равном минус 5 дБ. Ширина полосы сигнала и несущая частота в обоих случаях аналогичны заданным для случая периодической последовательности [1-6].

Линии, пересекающиеся крест-накрест на рис. 8(а), помогают определить присутствие характерных частот для сигнала с МОК-модуляцией.

На рис. 8(б) отсутствуют подобные линии. Таким образом, проведенный анализ рис. 8(а) и 8(б) позволяет выдвинуть предположение о том, что СМПШПС имеют повышенную структурную скрытность по сравнению с другими известными сигналами.

Графические зависимости вероятности обнаружения сигнала с МОК-модуляцией и стохастических M -ичных параллельно-последовательных широкополосных сигналов от отношения сигнал/шум для случая детектора, основанного на вычислении ФСК (детектор циклостационарности (ДЦ) сигнала), и аналогичные зависимости для случая энергетического детектора (ЭД) представлены на рис. 9.

ДЦ реализован в соответствии с алгоритмом обработки, представленным в [9-15]:

- рассчитывается ФСК для АБГШ с заданным уровнем средней мощности, которой регулируется отношение сигнал/шум, в фиксированном диапазоне частот (в данной статье выбрана полоса частот в 12 кГц);

- с учетом вычисленного значения функции спектральной корреляции аддитивного белого Гауссова шума определяется порог, относительно которого будет приниматься решение при заданной вероятности ложной тревоги $P_{лт}$ о наличии (отсутствии) сигнала в канале связи;

- рассчитывается ФСК смеси сигнала – СМПШПС или сигнала с МОК-модуляцией – и ограниченного по полосе частот аддитивного белого Гауссова шума при известном отношении сигнал/шум, после чего находится максимум модуля соответствующей ФСК

$$\max_{\alpha} \left(\max_f \left(|S_x^{*\alpha}(f)| \right) \right);$$

- выносится решение о факте наличия (отсутствия) сигнала в канале связи по результатам сравнения с порогом максимума модуля функции спектральной корреляции смеси сигнала и аддитивного белого Гауссова шума.

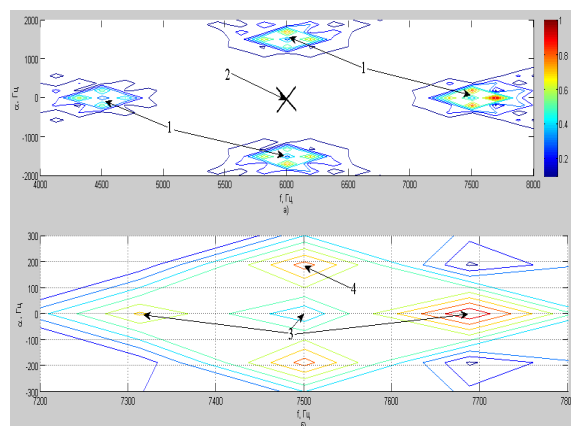


Рис. 6. Зависимость модуля нормированной ФСК периодического сигнала от f и α

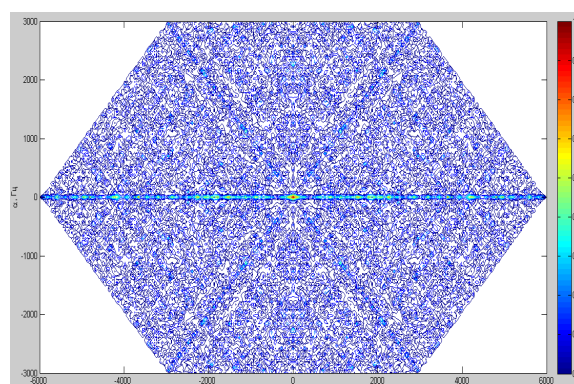


Рис. 7. Зависимость модуля нормированной ФСК БГШ от f и α

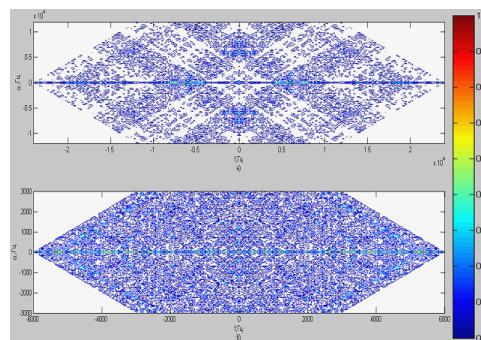


Рис. 8. Графическая зависимость модуля нормированной сигнала с МОК-модуляцией (а) и СМПШПС (б) от величин f и α

С использованием полученных результатов функции спектральной корреляции (см. рис. 6-8) и рис. 9 можно сделать следующие выводы:

1. Методический подход к определению структуры сигналов, базирующийся на вычислении функции спектральной корреляции, позволяет находить характерные для сигналов частоты с высокой точностью, например, частоту следования субэлементов (информационных символов) и несущую частоту.

2. В соответствии с полученными графиче-

ками зависимости от f и α модуля нормированной функции спектральной корреляции возможно визуально определить характерные для сигналов с МОК-модуляцией частоты и существенно сложнее определить характерные для СМПШПС частоты.

3. СМПШПС и сигнал с МОК-модуляцией при условии одинаковой средней мощности по критерию энергетической скрытности ничем не отличаются между собой.

4. С позиций структурной скрытности, сигнал с МОК-модуляцией проигрывает СМПШПС. Например, при вероятности обнаружения в 0,9 энергетический выигрыш от использования СМПШПС составляет порядка 4,64 дБ.

5. СМПШПС целесообразно рекомендовать к практическому применению в системах связи с подвижными объектами, для которых имеются повышенные требования к структурной скрытности сигналов [10-13].

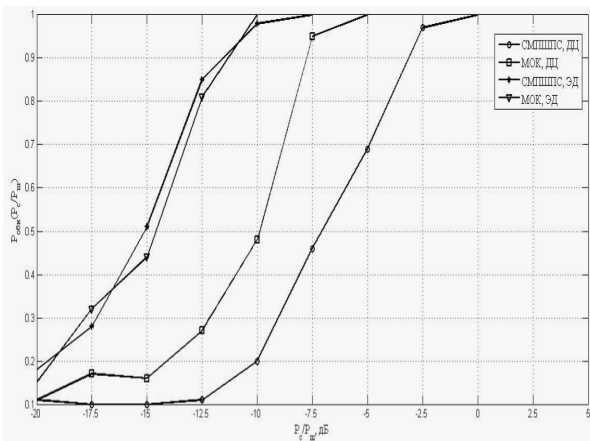


Рис. 9. График зависимости вероятности обнаружения сигнала с МОК-модуляцией и СМПШПС от отношения сигнал/шум для ДЦ и ЭД при $P_{пт}=0,1$

Модем для стохастических параллельно-последовательных широкополосных сигналов

На базе математического аппарата Марковской фильтрации (нелинейной) в дискретном времени с использованием работ [14,15] был синтезирован многофункциональный алгоритм квазикогерентной демодуляции и синхронизации многомерных СМПШПС. Алгоритм работает в условиях воздействия комплекса импульсных и флуктуационных помех (ИП и ФП, соответственно) при переменных параметрах канала.

Исходные данные.

Передаваемый по каналу связи сигнал представляется в следующем виде

$$S^{(q)}\left(t, \vec{\alpha}\right) = A \sum_{r=1}^M \alpha_r v^{(r)}(t), \quad (13)$$

где q – номер передаваемого СМПШПС;

$\vec{\alpha}$ – набор параметров $\{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M\}$, которые принимают значения «0» и «1», неизменных на всей длительности информационной посылки T и изменяющихся только в дискретные моменты времени $t = n \cdot T$, где $n = 1, \dots, d_0$, причем d_0 – итоговое значение числа передаваемых информационных сообщений; A – амплитуда СМПШПС;

$$v^{(r)}(t) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^l g[t - (j-1) \cdot t_u - dT] \cdot v_{ij}^{(r)}(t), \quad (14)$$

где i – номер поднесущей СМПШПС;

j – номер субэлемента СМПШПС;

$g[t - (j-1) \cdot t_u - dT]$ – срезающая функция из выражения (2);

$$v_{ij}^{(r)}(t) = \rho_{1ij}^{(r)} \cdot \cos(\omega_c + \omega_i) \cdot t + \rho_{2ij}^{(r)} \times \sin(\omega_c + \omega_i) \cdot t, \quad (15)$$

где $\rho_{1ij}^{(r)}$, $\rho_{2ij}^{(r)}$ – нормированные квадратурные составляющие r – го СМПШПС из ансамбля на i – й поднесущей j – м субэlemente;

ω_c – частота несущей; ω_i – частота i -й поднесущей СМПШПС.

При больших значениях параметра m (количество поднесущих) процедуру формирования СМПШПС и выделения составляющих СМПШПС на соответствующих частотах возможно упростить за счет использования на передающей стороне обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ), а на приемной стороне – быстрого преобразования Фурье (БПФ). Упрощенная функциональная схема передающего устройства, работающего в соответствии с выражениями (13)-(15), представлена на рис. 10.

В блоке формирования квадратур СМПШПС (БФК СМПШПС) (см. выражения (3)-(4)) генерируются шумоподобные квадратуры $\rho_{1ij}^{(r)}$, $\rho_{2ij}^{(r)}$ ($i = 1, \dots, m$; $j = 1, \dots, l$; $r = 1, \dots, M$) для M ортогональных СМПШПС с m поднесущими.

Биты, поступающие с источника информации (ИИ), группируются по k бит (причем $k = \log_2 M$). Образованный таким образом информационный символ так же, как и сгенерированные для формирования ортогональных

СМПШПС шумоподобные квадратуры $\rho_{1ij}^{(r)}$, $\rho_{2ij}^{(r)}$ подается на блок выбора сигнала (БВС).

В БВС информационному символу ставится в соответствие один из M СМПШПС. Порядок присвоения определяется выбранной схемой кодирования (может использоваться бинарное кодирование или код Грея).

Соответствующие индексу r выбранного в БВС сигнала квадратуры $\rho_{1ij}^{(r)}$, $\rho_{2ij}^{(r)}$ переносятся на соответствующие значению индекса i поднесущие частоты ($i = 1, \dots, m$). Далее составляющие на всех m поднесущих суммируются, в результате чего получается СМПШПС $S^{(r)}(t)$, см. выражение (13).

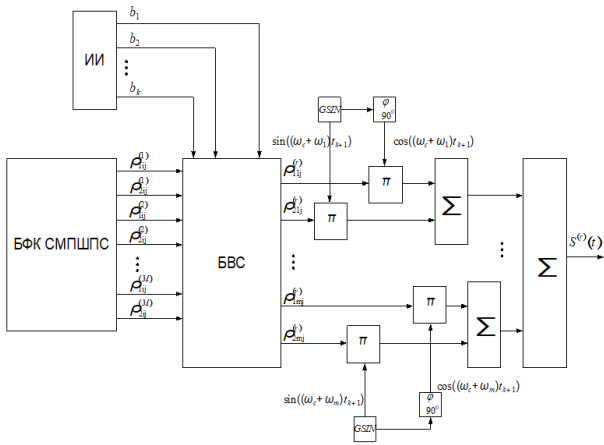


Рис. 10. Упрощенная схема передающего устройства

В дискретные моменты времени принимаемая смесь описывается аналитическим выражением вида

$$y(t_k) = S_n \left(t_k, \vec{x}_k, \vec{\alpha}_k \right) + P_{un}(t_k) + n(t_k), \quad (16)$$

где \vec{x}_k – векторная двумерная Марковская последовательность с непрерывным фазовым

$$\lambda_{1i(k+1)}^* = \gamma_\lambda \cdot \lambda_{1i(k)}^* + \eta \cdot K_\lambda A \cdot R \left\{ \sum_{r=1}^M \alpha_{rk}^* \sum_{j=1}^l g[t_{k+1} - (j-1) \cdot t_u - dT] \times \right. \quad (21)$$

$$\times \left[\left(\rho_{1ij}^{(r)} U_{ij} + \rho_{2ij}^{(r)} V_{ij} \right) - 0,5 \cdot A \cdot \left(\alpha_{rk}^* \right)^2 \cdot \lambda_{1i(k+1)}^0 \cdot \left[\left(\rho_{1ij}^{(r)} \right)^2 + \left(\rho_{2ij}^{(r)} \right)^2 \right] \right]$$

$$\lambda_{2i(k+1)}^* = \gamma_\lambda \cdot \lambda_{2i(k)}^* + \eta \cdot K_\lambda A \cdot R \left\{ \sum_{r=1}^M \alpha_{rk}^* \sum_{j=1}^l g[t_{k+1} - (j-1) \cdot t_u - dT] \times \right. \quad (22)$$

$$\times \left[\left(\rho_{2ij}^{(r)} U_{ij} + \rho_{1ij}^{(r)} V_{ij} \right) - 0,5 \cdot A \cdot \left(\alpha_{rk}^* \right)^2 \cdot \lambda_{2i(k+1)}^0 \cdot \left[\left(\rho_{1ij}^{(r)} \right)^2 + \left(\rho_{2ij}^{(r)} \right)^2 \right] \right]$$

где γ_λ – коэффициент сноса; K_λ – весовой ко-

пространством; $S_n \left(t_k, \vec{x}_k, \vec{\alpha}_k \right)$ – прошедший через канал связи СМПШПС; $P_{un}(t_k)$ – импульсная помеха; $n(t_k)$ – флуктуационная помеха, фактически АБГШ и обладающая рядом свойств: $\langle n(t_k) \rangle = 0$, $\langle n(t)n(t+\tau) \rangle = 0,5 \cdot N_0 \delta(t)$; $\delta(t)$ – дельта-функция.

$$S_n \left(t_k, \vec{x}_k, \vec{\alpha}_k \right) = A \cdot \sum_{r=1}^M \alpha_{rk} v_n^{(r)} \left(t_k, \vec{x}_k \right), \quad (17)$$

$$v_n^{(r)} \left(t_k, \vec{x}_k \right) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^l g[t_k - \tau - (j-1)t_u - dT] \times \quad (18)$$

$$\times v_{nij}^{(r)} \left(t_k, \vec{x}_k \right),$$

где τ – время задержки после прохождения по каналу связи принимаемого сигнала.

$$v_{nij}^{(r)} \left(t_k, \vec{x}_k \right) = \lambda_{1ij} S_{ij}^{(r)}(t_k) - \lambda_{2ij} \hat{S}_{ij}^{(r)}(t_k), \quad (19)$$

где λ_{1ij} , λ_{2ij} – квадратурные составляющие коэффициента передачи канала связи, которые учитывают искажения, вносимые в сигнал;

$$S_{ij}^{(r)}(t_k) = \rho_{1ij}^{(r)} \cdot \cos[(\omega_c + \omega_i) \cdot (t_k - \tau) + \varphi_i] + \quad (20)$$

$$+ \rho_{2ij}^{(r)} \cdot \sin[(\omega_c + \omega_i) \cdot (t_k - \tau) + \varphi_i],$$

где φ_i – произвольная начальная фаза на i -й поднесущей СМПШПС.

Принцип работы демодулятора СМПШПС

С использованием выражений (17)-(20) прошедших через канал СМПШПС и принимаемой смеси, заданной зависимостью (16), получены для фильтрации КС соотношения коэффициента передачи канала и параметра α .

эффицент (кумулянт); $R = 1/\sigma^2$; U_{ij} , V_{ij} –

квадратурные составляющие низкой частоты сигнала, прошедшего через канал связи, причем для СМПШПС из ансамбля с индексом r .

$$U_{ij}^{(r)} = 0,5 \cdot (\rho_{1ij}^{(r)} \lambda_{1ij} + \rho_{2ij}^{(r)} \lambda_{2ij}), \quad (23)$$

$$V_{ij}^{(r)} = 0,5 \cdot (\rho_{2ij}^{(r)} \lambda_{1ij} - \rho_{1ij}^{(r)} \lambda_{2ij}), \quad (24)$$

$\lambda_{1i(k+1)}^0, \lambda_{2i(k+1)}^0$ – оценки квадратурных составляющих СМПШПС (предварительные) на $(k+1)$ -м отсчете; η – коэффициент, используемый для снижения влияния на работу алгоритма приема импульсной помехи.

$$\alpha_{f(k+1)}^* = \alpha_{f_k}^* + \eta \cdot K_\alpha \cdot A \cdot R \left\{ \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^l g[t_{k+1} - (j-1) \cdot t_u - dT] \times \right. \\ \left. \times \left[\begin{array}{l} (\rho_{1ij}^{(f)} \lambda_{1i(k+1)}^* + \rho_{2ij}^{(f)} \lambda_{2i(k+1)}^*) \left(U_{ij(k+1)} - 0,5 \cdot A \sum_{r=1}^M \alpha_{rk}^* \cdot (\rho_{1ij}^{(r)} \lambda_{1i(k+1)}^* + \rho_{2ij}^{(r)} \lambda_{2i(k+1)}^*) \right) + \\ (\rho_{2ij}^{(f)} \lambda_{1i(k+1)}^* - \rho_{1ij}^{(f)} \lambda_{2i(k+1)}^*) \left(V_{ij(k+1)} - 0,5 \cdot A \sum_{r=1}^M \alpha_{rk}^* \cdot (\rho_{2ij}^{(r)} \lambda_{1i(k+1)}^* - \rho_{1ij}^{(r)} \lambda_{2i(k+1)}^*) \right) \end{array} \right] \right\}, \quad (26)$$

На крайнем отсчете текущей информационной посылки необходимо сделать округление значений параметра α

$$\alpha_{m_0}^* = \begin{cases} 1, & \alpha_{m_0}^* > k; \\ 0, & \alpha_{m_0}^* < k, \end{cases} \quad (27)$$

где n_0 – номер отсчета текущей информационной посылки, после которого начнется следующая информационная посылка; k – произвольно заданный порог.

Решение об информационном символе, переданном на текущей информационной посылке, необходимо принимать исходя из правила:

$$\theta^* = \arg \max_f \alpha_{f n_0}^*. \quad (28)$$

После отсчета, на котором выносится решение о значении принятого информационного символа θ , происходит сброс $\alpha_{r(n_0+1)}^* = 0,5$ для всех r . Кроме того, для всех r $\alpha_{r_0}^* = 0,5$.

Принцип работы цикловой и тактовой синхронизации

Цикловая синхронизация проводится по 1-му из M передаваемых СМПШПС и выполнена путем последовательного поиска по задержке. В силу широкой известности алгоритма его описание здесь не приводится.

Тактовая синхронизация (ТС) также выполнена по известным методам «по двум полустробам». ТС может осуществляться как по од-

$$\eta = \begin{cases} 1, & v \leq \Delta_0, \\ 0, & v > \Delta_0. \end{cases} \quad (25)$$

С учетом вышесказанного, при воздействии импульсной помехи наблюдается временное отключение процедуры оценок параметров принимаемого сигнала.

Аналитические выражения для нахождения оценки параметра α целесообразно записать в виде

ному, так и по нескольким СМПШПС из ансамбля, включающего M сигналов, т.е. сдвиг по тактам осуществляется только в случае прихода конкретного СМПШПС.

Функциональная схема демодулятора для предложенного модема приведена на рис. 11.

Из принимаемой смеси, отсчеты которой $y(t_k + 1)$ получены на выходе дискретизатора, с помощью квадратурного расщепителя выделяются на одной поднесущей квадратурные составляющие СМПШПС. Отсчеты КС СМПШПС в БФКС используются для нахождения оценок $\lambda_{1i(k+1)}^*, \lambda_{2i(k+1)}^*$ в соответствии с зависимостями (20)-(21), в БОДП – для нахождения оценки $\alpha_{f(k+1)}^*$ в соответствии с зависимостью (25), в БС – в целях установления синхронизации по субэлементам и отсчетам.

Характеристики помехоустойчивости приема стохастических параллельно-последовательных широкополосных сигналов при различных условиях в канале связи

В программном пакете Simulink была разработана модель передающего устройства и демодулятора. При этом тактовая синхронизации была принята идеальной (ее работоспособность была доказана в рамках реализации на аппаратной платформе другой системы передачи информации). Была использована модель канала с постоянными параметрами и АБГШ.

На рис. 12 представлены зависимости вероятности ошибки на бит информации $P_{ошиб}$ от отношения сигнал/шум при квазикогерентном приеме ортогональных в обычном смысле СМПШПС для различной базы B при скорости передачи информации $R_u = 3,125$ кбит/с. Число сигналов в ансамбле $M = 4$. Теоретические графики отображены пунктирной линией, а графики, полученные с использованием имитационного моделирования, показаны сплошной линией.

Из рис. 12 следует вывод, что повышение базы сигналов способствует энергетическому выигрышу при одинаковой вероятности ошибки на бит информации.

Так, при вероятности ошибки $P_{ошиб} = 10^{-3}$ энергетический выигрыш от увеличения базы сигналов с $B = 256$ до $B = 2048$ составляет порядка 9 дБ. Это объясняется ростом числа отсчетов, на которых производится усреднение

при нелинейной Марковской фильтрации параметров СМПШПС.

Рис. 13 содержит зависимости вероятности ошибки на бит информации от отношения энергии сигнала на бит к спектральной плотности мощности шума при квазикогерентном приеме ортогональных в обычном смысле СМПШПС для разного числа сигналов в ансамбле M . При построении графиков зависимостей полоса сигнала была выбрана равной $\Delta F = 3,2$ МГц, скорость передачи информации $R_u = 6,25$ кбит/с, база сигнала $B = 1024$.

Из рис. 13 видно, что при равной скорости передачи информации использование M -ичных сигналов обеспечивает энергетический выигрыш (относительно случая, когда используются двоичные сигналы). При переходе от числа сигналов в ансамбле $M = 2$ к $M = 8$ при вероятности ошибки $P_{ошиб} = 10^{-3}$ энергетический выигрыш составляет около 4-х дБ.

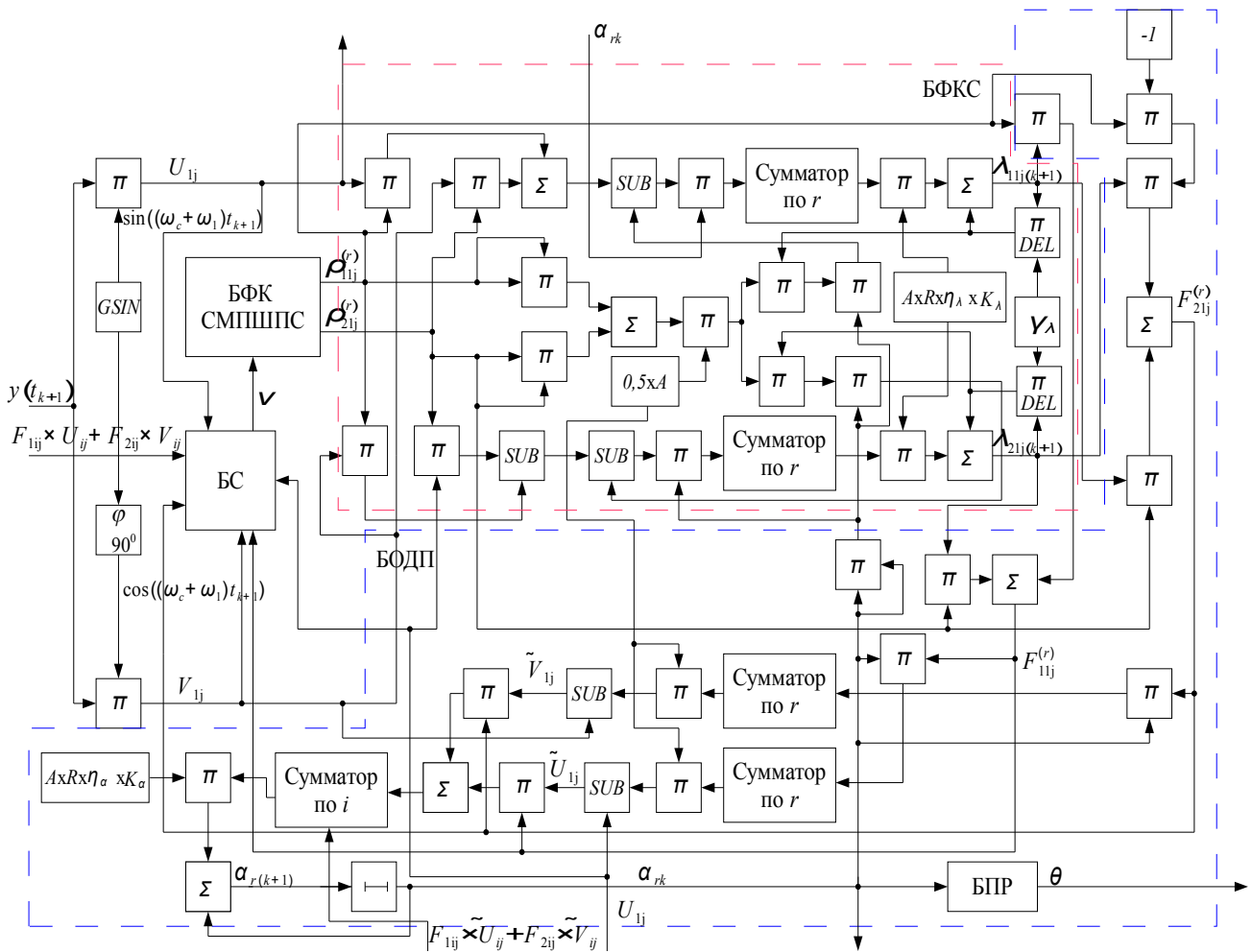


Рис. 11. Многофункциональный алгоритм демодуляции и синхронизации СМПШПС

Предварительная оценка реализуемости радиосистемы

Реализация радиосистемы с ортогональными СМППС предполагает операции с плавающей точкой на приемопередающей аппаратной платформе, которая содержит процессор, программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС) и необходимую «периферию», включая высокоразрядные АЦП и ЦАП.

Квадратуры СМППС используемых ансамблей для уменьшения количества вычислительных операций (на формирование квадратурных составляющих (КС) СМППС требуется приблизительно

$$\sum_{j=1}^M 7lmj = 7lm \sum_{j=1}^M j \approx \frac{7}{2} lmM^2 \text{ флопов) необходимо}$$

формировать заранее и записывать в специально организованную память, в память процессора или на флэш-память для инициализации ПЛИС.

Следует использовать процессор с плавающей запятой и разрядностью представления данных, равной 32 (порядок представляется 8 разрядами, мантисса 23 разрядами, а знак 1 разрядом – по стандарту IEEE 754). В качестве примера подобных процессоров можно привести процессоры компании Texas Instruments: DSP TMS320C6748 или TMS320C6678, входящие в семейство DSP C6000™. Желательно выбирать процессор с максимальной тактовой частотой, например, многоядерный процессор TMS320C6678 с частотой 1/1,25 ГГц. Это позволит передавать и обрабатывать информацию в более широкой полосе частот и оставит «запас» по ресурсам при усложнении архитектуры радиосистемы.

В рассматриваемой радиосистеме основную обработку сигналов предлагается осуществлять с использованием высокопроизводительного процессора, снижая тем самым требования к ПЛИС и «периферии». Недостатком процессоров линейки TMS320C66x является их относительно высокая стоимость.

Функциональная схема процессора TMS320C6678 представлена на рис. 14.

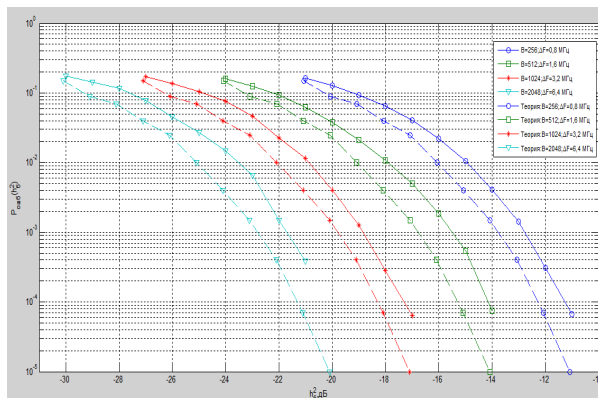


Рис. 12. График зависимости вероятности ошибки на бит информации от отношения сигнал/шум для канала с фиксированными параметрами и аддитивного белого Гауссова шума для различных значений базы сигнала B

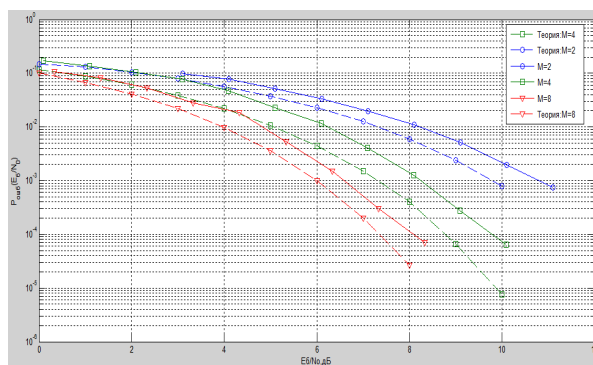


Рис. 13. График зависимости вероятности ошибки на бит от отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума для различного числа сигналов в ансамбле M

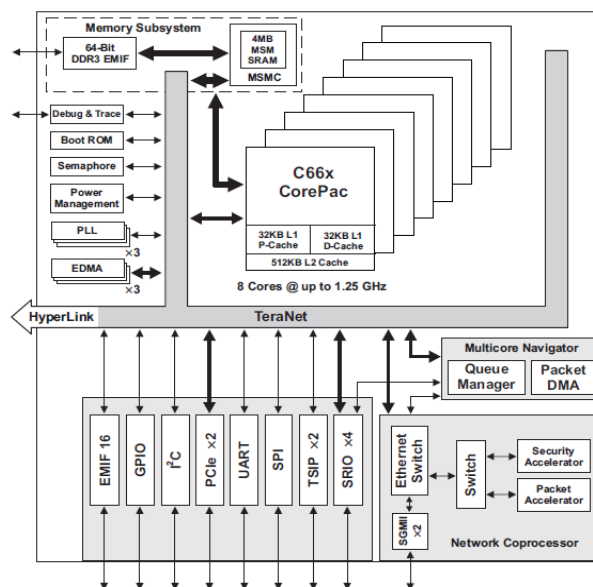


Рис. 14. Функциональная схема процессора TMS320C6678

В ПЛИС предполагается осуществлять операции переноса составляющих СМППС

на поднесение на передающей стороне, квадратурное расщепление и низкочастотную фильтрацию – на приемной стороне. Также в ПЛИС планируется хранить массивы обрабатываемых данных. Для работы с плавающей точкой на ПЛИС следует использовать Floating-Point Operator (текущая версия v.6.2 поддерживает семейства Xilinx Virtex®-7, Kintex®-7, Artix-7, а предыдущая версия v6.1 поддерживает семейства Xilinx Virtex®-7, Kintex®-7, Artix-7, Zynq, Virtex-6, Spartan-6).

Обзор характеристик ПЛИС семейства Virtex-6, одну из которых предлагается использовать при реализации рассматриваемой радиосистемы, приведен в табл. 1. В ходе реализации другой радиосистемы с СМППС использовалась ПЛИС Virtex-II XC2V6000.

Ресурсы ПЛИС позволяли осуществлять обработку не более чем на 12 поднесущих. Но в этом случае практически вся обработка сигналов осуществлялась на ПЛИС. Поскольку при реализации рассматриваемой радиосистемы большую часть вычислительных операций

предполагается производить на процессоре, возможно выбрать ПЛИС, обладающую характеристиками, не сильно отличающимися от характеристик Virtex-II XC2V6000, например, ПЛИС XC6VLX130T или ПЛИС XC6VLX195T. Указанные ПЛИС обеспечивают возможность работы радиосистемы с требуемой шириной полосы используемых частот и скоростями передачи информации.

Ниже показаны затраты ресурсов на обработку сигнала (приблизительное количество операций с плавающей точкой на один такт).

1. Формирование СМППС из имеющихся квадратурных составляющих $\rho_{1ij}^{(k)}, \rho_{2ij}^{(k)}$: $3m$ операций (а также m операций на умножение частоты при формировании сетки поднесущих частот из некоторой исходной частоты).

2. Реализация квадратурного расщепителя: $2m$ операций (а также m операций на умножение частоты при формировании сетки поднесущих частот из некоторой исходной частоты).

Таблица 1

Обзор характеристик ПЛИС семейства Virtex-6

Device	Logic Cells	Configurable Logic Blocks (CLBs)		DSP48E1 Slices ⁽²⁾	Block RAM Blocks			MMCMs ⁽⁴⁾	Interface Blocks for PCI Express	Ethernet MACs ⁽⁵⁾	Maximum Transceivers		Total I/O Banks ⁽⁶⁾	Max User I/O ⁽⁷⁾
		Slices ⁽¹⁾	Max Distributed RAM (Kb)		18 Kb ⁽³⁾	36 Kb	Max (Kb)				GTX	GTH		
XC6VLX75T	74,496	11,640	1,045	288	312	156	5,616	6	1	4	12	0	9	360
XC6VLX130T	128,000	20,000	1,740	480	528	264	9,504	10	2	4	20	0	15	600
XC6VLX195T	199,680	31,200	3,040	640	688	344	12,384	10	2	4	20	0	15	600
XC6VLX240T	241,152	37,680	3,650	768	832	416	14,976	12	2	4	24	0	18	720
XC6VLX365T	364,032	56,880	4,130	576	832	416	14,976	12	2	4	24	0	18	720
XC6VLX550T	549,888	85,920	6,200	864	1,264	632	22,752	18	2	4	36	0	30	1200
XC6VLX760	758,784	118,560	8,280	864	1,440	720	25,920	18	0	0	0	0	30	1200
XC6VSX315T	314,880	49,200	5,090	1,344	1,408	704	25,344	12	2	4	24	0	18	720
XC6VSX475T	476,160	74,400	7,640	2,016	2,128	1,064	38,304	18	2	4	36	0	21	840
XC6VHX250T	251,904	39,360	3,040	576	1,008	504	18,144	12	4	4	48	0	8	320
XC6VHX255T	253,440	39,600	3,050	576	1,032	516	18,576	12	2	2	24	24	12	480
XC6VHX380T	382,464	59,760	4,570	864	1,536	768	27,648	18	4	4	48	24	18	720
XC6VHX565T	566,784	88,560	6,370	864	1,824	912	32,832	18	4	4	48	24	18	720

3. Количество операций при низкочастотной фильтрации зависит от порядка и типа выбранного фильтра.

Таким образом, требуется более $7m$ множителей. При реализации разнесенного приема и технологии Rake количество пере-

множителей возрастает кратно числу ветвей обработки. Таким образом, возможно задать требования к ресурсам ПЛИС.

4. Фильтрация оценок квадратурных составляющих $\lambda_{1ij}, \lambda_{2ij}$ коэффициента передачи канала (см. выражения (21)-(22)):

$m(26M + 12)$ операций.

5. Фильтрация параметра α (см. выражение (26)): $m(8M + 15) + 5$ операций.

6. Цикловая синхронизация (последовательный поиск по задержке): $9m$ операций.

7. Тактовая синхронизация: $9m + 1$ операций.

В итоге потребуется более

$$7m + m(26M + 12) + m(8M + 15) + 5 + 18m + 1 = 52m + 34mM + 6$$

операций, не считая вычислительных затрат, требуемых на счетчики, обеспечение работы интерфейсов между процессором, ПЛИС и «периферией» и т.д.

С учетом произведенных выше вычислений (по п.1–7), а также того, что СМППС содержит l временных субэлементов, в каждом из которых по n_0 отсчетов, на $k = \log_2 M$ принятых битов приходится более, чем $l \cdot n_0(48m + 34mM + 6)$ операций с плавающей точкой.

В табл. 2 представлены достижимые скорости передачи информации при количестве сигналов в ансамбле $M = 16$ при условии, что используемый процессор обладает требуемой производительностью.

При скорости передачи информации, равной R_u кбит/с, количество операций с плавающей точкой за 1 секунду составит приблизительно $R \cdot l \cdot n_0(48m + 34mM + 6) / \log_2 M$.

С учетом вышесказанного, в табл. 3 представлены значения числа операций с плавающей точкой при различных параметрах СМППС. При этом число поднесущих СМППС (рассмотрим данный случай в качестве примера) $m = 16$, а количество субэлементов сигнала принимает значения $l = 64, 128, 256, 512$ для достижения указанных в табл. 2 скоростей передачи информации.

Таблица 2

Достижимые скорости передачи информации

База сигнала B	Информационная скорость R_u , кбит/с			
	Ширина используемой полосы частот, МГц			
	5	10	15	20
1024	19,531	39,063	58,594	78,125
2048	9,766	19,531	29,297	39,063
4096	4,883	9,766	14,649	19,531
8192	2,441	4,883	7,324	9,766

Таблица 3

Требуемые вычислительные ресурсы

Количество сигналов в ансамбле M , количество отсчетов на субэлемент n_0	Количество операций с плавающей точкой в секунду, Гфлоп/с			
	Ширина используемой полосы частот, МГц			
	5	10	15	20
$M=16, n_0=2$	5,924	11,848	17,771	23,695
$M=32, n_0=2$	9,091	18,183	27,274	36,364
$M=16, n_0=10$	29,62	59,24	88,86	118,47
$M=32, n_0=10$	45,46	90,91	136,37	181,82

Из документации на процессор TMS320C6678 следует, что каждое ядро процессора (всего их 8) обеспечивает возможность обрабатывать по 20 Гфлоп/с на 1 ядро. Таким образом, реализуя параллельную обработку информации, возможно добиться показателя 160 Гфлоп/с. Следовательно, производительности рассматриваемого процессора хватает для обеспечения работы радиосистемы при параметрах СМППС, указанных в 1-ой, 2-ой и 3-ей строках табл. 3. При некоторых параметрах СМППС из строки 4 табл. 3 возможности процессора TMS320C6678 не хватает для обеспечения работы радиосистемы – необходимо выбирать параметры с меньшими значениями или переносить часть вычислительной нагрузки на ПЛИС. Внешне плата, на которой может быть реализована рассматриваемая система, выглядит приблизительно так, как показано на рис. 15.

На плате расположены (указана потенциальная комплектация аппаратной платформы, не являющаяся единственно возможной при реализации рассматриваемой системы):

- процессор, обладающий производительностью, достаточной для реализации предложенной радиосистемы;
- ПЛИС, обладающая ресурсами для загрузки процессора в случае такой потребности;
- CPLD, используемая для конфигурирования ПЛИС;
- высокостабильный кварцевый генератор частоты;
- синтезатор прямого цифрового синтеза (например, DDS AD9952 с интегрированным 14-разрядным ЦАП, имеющим быстродействие до 400 MSPS; DDS AD9952 поддерживает высокое разрешение настройки и способен генерировать выходные аналоговые синусоидальные сигналы на частоте до 200 МГц с возможностью быстрой перестройки частоты) для

осуществления квадратурной модуляции;

- АЦП с разрядностью 12 (и более высокой) (например, AD6655-150 компании Analog Devices, работающий со скоростями до 150 MSPS);

- 16-разрядные ЦАП (например, AD9777 компании Analog Devices с возможностью интерполяции входных данных, регулировки уровня сигнала, обеспечивающий скорость работы до 400 MSPS);

- разъем для подключения флэш-памяти;

- набор внешних интерфейсов: JTAG (в отладочных целях), Ethernet, USB и др.;

- Ethernet контроллер компании Microchip;

- разъем для подключения питания;

- различные чипы «расширения», позволяющие улучшить характеристики проектируемой радиосистемы – от чипа STEL-2040B с функциями классического сверточного кодера / декодера Viterbi, возможностью работы со скоростями передачи информации до 256 кбит/с и скоростями кодирования 1/3, 1/2, 2/3 и 3/4 до чипа АНА4071 (фирма Altera) с функциями современного LDPC-кодера/декодера и с характеристиками, приведенными в табл. 4. Число итераций кодирования на один блок для указанного чипа доходит до 256. Чип предусматривает возможность адаптации используемого кода к меняющимся условиям в канале связи. Следует отметить, что фирма Xilinx также предлагает IEEE 802.16e LDPC Encoder с сопоставимыми характеристиками.

Такие функции, как перемежение, могут быть реализованы на ПЛИС, поскольку они требуют только наличия памяти и не требуют использования операций умножения или деления (расходующих наиболее ограниченные ресурсы ПЛИС – аппаратные умножители).

Следует сказать о роли САПР, поскольку на нынешнем уровне своего развития оно позволит существенно упростить решаемые в рамках реализации радиосистемы задачи. Так, САПР Xilinx ISE обладает встроенным генератором системных IP-ядер, содержащим библиотеку готовых узлов, оптимизированных под конкретное семейство ПЛИС. Это открывает широкие возможности по синтезу различных цифровых фильтров, модулей памяти, регистров сдвига и т.д.

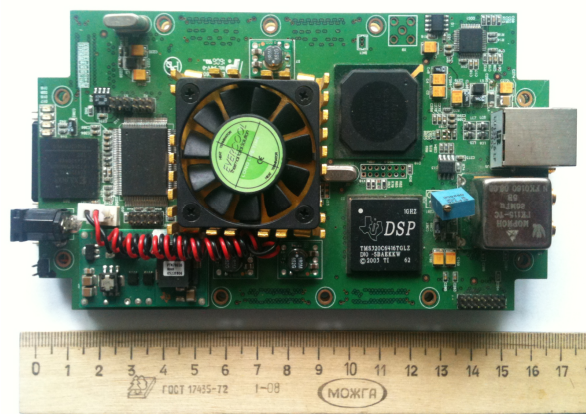


Рис. 15. Внешний вид платы для реализации радиосистемы

Таблица 4

Характеристики LDPC-кодера/декодера на чипе АНА4071

Кодовая скорость	Размер блока, кбит	Максимальная информационная скорость, Мбит/с	E_s / N_0 при BER=10 ⁻⁷
1/2	16	20	1,39
2/3	16	25	3,29
3/4	16	30	4,32
1/2	30	20	1,2
2/3	30	25	3,15
3/4	30	30	4,21

Заключение

С учетом вышесказанного, можно сделать вывод о том, что разгрузка процессора и перенос части операций на ПЛИС является вполне реальной задачей. Использование комбинации ПЛИС, процессора и чипов «расширения» (например, чипа АНА4071) позволит оптимизировать затраты ресурсов и выстроить архитектуру радиосистемы с точки зрения обеспечения максимальной производительности.

Возможно предположить, что в ближайшее время САПР для ПЛИС пополнится функциями для осуществления операций нелинейной фильтрации. Таким образом, разработанная радиосистема будет в еще меньшей степени зависеть от производительности процессора.

Вопросы массогабаритных показателей, энергопотребления используемой аппаратной платформы здесь не рассматриваются, но их тоже необходимо учитывать при разработке системы.

В заключении следует сказать, что скорость, с которой на сегодняшний день развива-

ется как теория связи, так и аппаратно-программная база, позволяет подчеркнуть и перспективность предложенной радиосистемы, и ее реализуемость. Из данной статьи становится очевидным, что производительность процессора и ресурсы ПЛИС не могут служить ограничивающими факторами при реализации радиосистемы с требуемыми высокими характеристиками.

Литература

1. Чесноков М.Н., Соболев А.А., Каменецкий Б.С. Статистический синтез и анализ демодулятора стохастических М-ичных многочастотных параллельно-последовательных широкополосных сигналов // Труды учебных заведений связи. СПб.: ГОУВПО СПбГУТ, 2009. № 180. С. 70-79.
2. Чесноков М.Н., Каменецкий Б.С. Структурная скрытность М-ичных широкополосных сигналов детерминированной и случайной структуры // Информация и космос. СПб.: НТОО «Институт телекоммуникаций», 2012. № 3-4. С. 22-28.
3. Chesnokov M.N. New Multifrequent M-ary orthogonal chaotic broadband signals and methods of their reception with channel features evaluation // 8-th International Symposium on Communication theory and Applications. 2005, 17-22 July. P. 187-191.
4. Чесноков М.Н., Каменецкий Б.С., Литвинов А.А. Формирование и приём стохастических широкополосных сигналов на основе современных вычислительных платформ // 63-я научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов: материалы. СПб.: ГОУВПО СПбГУТ, 2011. Ч. 2. С. 32-34.
5. Чесноков М.Н., Каменецкий Б.С., Литвинов А.А. Исследование свойств М-ичных многочастотных стохастических параллельно-последовательных широкополосных сигналов // Информатизация и связь. 2011. №5. С. 13-15.

6. Чесноков М.Н., Каменецкий Б.С. Новые, ортогональные в усиленном смысле стохастические многочастотные параллельно-последовательные широкополосные сигналы // Актуальные проблемы инфокоммуникаций в науке и образовании: I Междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф. СПб.: СПбГУТ, 2011. С. 335-336.
7. Каневский З.М., Литвиненко В.П. Теория скрытности. Воронеж: Изд-во Воронеж. гос. ун-та, 1991. 142 с.
8. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов. радио, 1970. 728 с.
9. Лосев В.В., Бродская Е.Б., Коржик В.И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов. М.: «Радио и связь», 1988. 224 с.
10. Пантенков Д.Г., Литвиненко В.П. Критерии эффективности помехового воздействия на объекты активного радиомониторинга // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2011. Т. 7. № 7. С.18-22.
11. Техническая реализация высокоскоростного информационного канала радиосвязи с беспилотного летательного аппарата на наземный пункт управления / Д.Г. Пантенков, Н.В. Гусаков, А.Т. Егоров, А.А. Ломакин, В.П. Литвиненко, В.И. Великоиваненко, Е.Ю. Лю-Кэ-Сю // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т.15. № 5. С. 52-71.
12. Пат.191 165 Российская Федерация, МПК H04 B 7/02 (2006.01). Торговой терминал радиосвязи беспилотного летательного аппарата / Долженков Н.Н., Абрамов А.В., Егоров А.Т., Ломакин А.А., Пантенков Д.Г.; заявитель и патентообладатель АО «Кронштадт». 26.07.2019, Бюл. №21.
13. Егоров А.Т., Ломакин А.А., Пантенков Д.Г. Математические модели оценки скрытности спутниковых каналов радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами // Труды учебных заведений связи. 2019. Ч. 1. Т. 5. № 3. С. 19–26.
14. Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. М.: Сов. радио, 1975. 704 с.
15. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.

Поступила 26.01.2020; принята к публикации 27.03.2020

Информация об авторах

Пантенков Дмитрий Геннадьевич – канд. техн. наук, заместитель главного конструктора по радиосвязи, АО «Кронштадт» (115432, Россия, г. Москва, проспект Андропова, 18, кор. 9), тел. 8(926)109-23-95, e-mail: pantenkov88@mail.ru
Литвиненко Владимир Петрович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: litvinvp@gmail.com

ALGORITHMS OF FORMATION AND PROCESSING OF RADIO SIGNALS OF COMMAND AND TELEMETRY RADIO LINES AND TECHNICAL PROPOSALS FOR THEIR IMPLEMENTATION

D.G. Pantenkov¹, V.P. Litvinenko²

¹“Kronstadt”, Moscow, Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: stochastic parallel-serial broadband signals (SPSBS) can be used in command and telemetry channels of unmanned mobile objects of aviation, land or sea basing due to the fact that they have a low probability of detection by radio monitoring compared to the broadband signals of deterministic structure, high structural stealth and high resistance to intentional interference. The notion of secrecy in the transmission of the useful information includes the energy, informational and

structural aspects that mean the resistance to access to information contained in the radio signal, to the opening of the "fine structure" and the subsequent analysis, and to detect the signal from its power spectral density (the ratio of the energy of the radio signal for occupied bandwidth). This article presents the results of development of a hardware-software complex (radio systems) based on stochastic M-ary parallel-serial wideband signals, and discusses the analysis of crest factor, autocorrelation functions, spectral correlation, the error probability for the transmitted information bit SPSBS, the developed structural diagram of a transmission device of a multifunctional algorithm for demodulation and synchronization SPSBS. The principal possibility of realization of stochastic parallel-serial broadband signals on modern hardware platforms taking into account the requirements for computational resources, information transfer rates is shown

Key words: stochastic parallel-serial broadband radio signals, spectral correlation function, oscillogram, error probability, demodulation and synchronization algorithm, practical implementation, FPGA, digital signal processor, computing resources

References

1. Chesnokov M.N., Sobolev A.A., Kamenetskiy B.S. "Statistical synthesis and analysis of the demodulator of stochastic M-ary multifrequency parallel-serial broadband signals", *Papers of Educational Institutions of Communication (Trudy uchebnykh zavedeniy svyazi)*, St. Petersburg, 2009, no.180, pp. 70-79.
2. Chesnokov M.N., Kamenetskiy B.S. "Structural stealth of single broadband signals of deterministic and random structure", *Information and the Space (Informatsiya i kosmos)*, St. Petersburg, Institute of Telecommunications, 2012, no. 3-4, pp. 22-28.
3. Chesnokov M.N. "New Multifrequent M-ary orthogonal chaotic broadband signals and methods of their reception with channel features evaluation", *8-th International Symposium on Communication theory and Applications*, 2005, 17-22 July, pp. 187-191.
4. Chesnokov M.N., Kamenetskiy B.S., Litvinov A.A. "Formation and reception of stochastic broadband signals on the basis of modern computing platforms", *Proc. of the 63rd Scientific and Technical Conference of Faculty, Researchers and Postgraduates (63-ya nauchno-tehnicheskaya konferentsiya professorsko-prepodavatel'skogo sostava, nauchnykh sotrudnikov i aspirantov: materialy)*, SPbSUT, 2011, part 2, pp. 32-34.
5. Chesnokov M.N., Kamenetskiy B.S., Litvinov A.A. "Investigation of the properties of M-ary multi-frequency stochastic parallel-serial broadband signals", *Information and Communication (Informatsiya i svyaz)*, 2011, no. 5, pp. 13-15.
6. Kamenetskiy B.S., Chesnokov M.N. "New orthogonal in amplified sense stochastic multifrequency parallel-serial broadband signals", *1 International Scientific-Technical and Scientific-Methodical Conference: Actual Problems of Info Communications in Science and Education (Aktual'nye problemy infokommunikatsiy v nauke i obrazovanii: I Mezhdunar. nauch.-tekh. i nauch.-metod. konf.)*, SPbGUT, 2011, pp. 335-336.
7. Kanevskiy Z.M., Litvinenko V.P. "Theory of stealth" ("Teoriya skrytnosti"), Voronezh, publishing house of Voronezh State University, 1991, 142 p.
8. Fink L.M. "Theory of transmission of discrete messages" ("Teoriya peredachi diskretnykh soobshcheniy"), Moscow, Sov. radio, 1970, 728 p.
9. Losev V.V., Brodskaya E.B., Korzhik V.I. "Search and decoding of complex discrete signals" ("Poisk i dekodirovanie slozhnykh diskretnykh signalov"), Moscow, Radio i svyaz', 1988, 224 p.
10. Pantenkov D.G., Litvinenko V.P. "Criteria of efficiency of interference influence on objects of active radio monitoring", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2011, vol. 7, no. 7, pp. 18-22.
11. Pantenkov D.G., Gusakov N.V., Egorov A.T., Lomakin A.A., Litvinenko V.P., Velikoivanenko V.I., Lyu-Ke-Syu E.Yu. "Technical implementation of high-speed information channel of radio communication from unmanned aerial vehicle to ground control point", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2019, vol. 15, no. 5, p. 52-71.
12. Dolzhenkov N.N., Abramov A.V., Egorov A.T., Lomakin A.A., Pantenkov D.G. "On-Board terminal of radio communication of unmanned aerial vehicle" ("Bortovoy terminal radiosvyazi bespilotnogo letatel'nogo apparata"), patent no. 191 165, Russian Federation, MPK H04 B 7/02 (2006.01), applicant and patentee - JSC "Kronstadt", 26.07.2019, bull. 21.
13. Egorov A.T., Lomakin A.A., Pantenkov D.G. "Mathematical model evaluation of the stealth satellite channels radio communication with the unmanned aerial vehicle", *Papers of Educational Institutions of Communication (Trudy uchebnykh zavedeniy svyazi)*, 2019, part 1, vol. 5, no. 3, pp. 19-26.
14. Tikhonov V.I., Kulman N.K. "Nonlinear filtering and quasi-coherent signal reception" ("Nelineynaya fil'tratsiya i kvazikogerentnyy priyem signalov"), Moscow, Sov. radio, 1975, 704 p.
15. Tikhonov V.I. "Optimal reception of signals" ("Optimal'nyy priyem signalov"), Moscow, Radio i svyaz', 1983, 320 p.

Submitted 26.01.2020; revised 27.03.2020

Information about the authors

Dmitriy G. Pantenkov, Cand. Sc. (Technical), Deputy Chief Designer for radio communications, Kronstadt (18 prospekt Andropova, Moscow 115432, Russia), tel. 8(926)109-23-95, e-mail: pantenkov88@mail.ru
Vladimir P. Litvinenko, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moscovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: litvinvp@gmail.com

ОПТИМИЗАЦИЯ ШАБЛОНА ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИНТЕЗА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С КОСЕКАНСКОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

И.А. Кирпичева, А.В. Останков, А.И. Рябчунов

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: антенные решётки со специальными и, в том числе, косекансными диаграммами направленности широко востребованы в современных радиотехнических системах. При синтезе антенной решётки классическими методами ожидаемая диаграмма направленности вне косекансного сектора задаётся за редким исключением нулевыми значениями. Вместе с тем такой подход к формированию шаблона диаграммы является неоптимальным. В работе предложено дополнить шаблон ожидаемой диаграммы направленности областью постоянного уровня, равного максимуму диаграммы, и двумя линейными скатами. Разработана методика оптимизации геометрических параметров шаблона по критерию минимума среднеквадратического отклонения синтезированной диаграммы от идеальной косекансной с ограничением величины максимального отклонения диаграммы в косекансном секторе или (и) уровня боковых лепестков. Использован способ синтеза антенной решётки методом разложения диаграммы направленности в ряд Котельникова, методика оптимизации реализована на базе генетического алгоритма. На основе результатов апробации методики показано, что использование оптимизированного шаблона позволяет улучшить количественные характеристики направленности антенной решётки. В частности, для косекансного сектора 70° и 12-элементной решётки достигим выигрыш по величине максимального отклонения диаграммы в 4 дБ при одновременном снижении максимального уровня боковых лепестков на 3 дБ. Разработанная методика может быть использована для синтеза решётки с отличной от косекансной формой диаграммы направленности

Ключевые слова: антенная решётка, косекансная диаграмма направленности, синтез, ряд Котельникова, шаблон, оптимизация

Благодарности: исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и НЦНИ в рамках научного проекта № 20-51-15001

Введение

Антенные системы с косекансными диаграммами направленности (ДН) получили в настоящее время широкое распространение. Так, косекансные ДН востребованы в системах радиолокации и радионавигации, в радиотехнических комплексах дистанционного зондирования, в радиосвязи. Во всех практических приложениях необходимость использования косекансной ДН связана с обеспечением равной плотности потока энергии радиоволны в широком угловом секторе направлений от объекта (или к объекту) действия радиосистемы [1]. На рис. 1, а показан классический пример использования косекансной ДН в наземном радиодальнометре. В этом случае специальная диаграмма гарантирует одинаковую яркость отображения на экране монитора целей с разными дальностями от радиолокационной станции за счёт их равномерного облучения. Для бортовых радиосистем косекансная ДН обеспечивает равномерное облучение подстилающей поверхности независимо от угла места, для базовых

станций сотовой радиосвязи и цифрового телевидения – оптимальное покрытие зоны обслуживания (рис. 1, б), при котором во всех точках зоны гарантируется постоянный уровень мощности на входе приёмников абонентов.

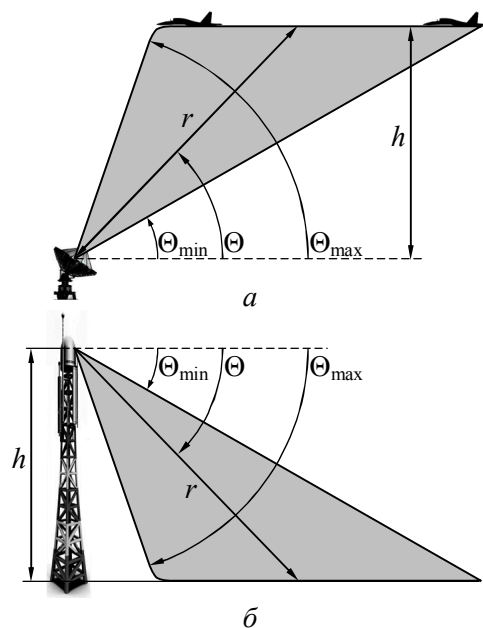


Рис. 1

Одним из основных способов обеспечения косекансной ДН у антенной системы является её реализация в виде фазированной антенной решётки (ФАР), представляющей собой совокупность, в общем случае, слабонаправленных излучателей, запитываемых токами (полями) с разными амплитудами и начальными фазами. Синтез ФАР, заключающийся в отыскании комплексных амплитуд токов (полей), запитывающих её элементы и обеспечивающих косекансную ДН, может быть выполнен разными способами – методом разложения ДН в комплексный ряд Фурье или ряд Котельникова, методом частичных диаграмм, наконец, методом параметрической оптимизации [2]. И в том, и в другом, и в третьем случаях задаётся ожидаемый косекансный вид ДН в требуемом угловом секторе. При этом вне косекансного сектора диаграмма, как правило, определяется нулевыми значениями. Подобный подход к заданию шаблона ожидаемой ДН не является оптимальным, как с точки зрения обеспечения неравномерности в заданном косекансном секторе, так и уровня боковых лепестков ДН. В частности, к такому выводу приходят авторы работы [3] при синтезе методом Фурье антенной решётки с секторной ДН. Очевидно, что в зависимости от критерия оптимальности синтезированной ДН степень сглаженности ожидаемой ДН и усложнения её шаблона вне косекансного сектора должна быть различной.

Цель работы заключается в отыскании шаблона косекансной ДН, обеспечивающего оптимальную по разным критериям синтезируемую классическим методом диаграмму направленности антенной решётки.

Методы достижения цели

Пусть необходимо обеспечить косекансную ДН в секторе угловых направлений $[\Theta_{\min}, \Theta_{\max}]$ (рис. 2), тогда нормированная ДН по напряжённости поля в пределах косекансного сектора должна иметь вид:

$$F(\Theta) = \frac{\operatorname{cosec}\Theta}{\operatorname{cosec}\Theta_{\min}} \text{ if } \Theta \in [\Theta_{\min}, \Theta_{\max}]. \quad (1)$$

Дополним шаблон ожидаемой ДН тремя дополнительными элементами (рис. 2):

а) областью с фиксированным в пределах сектора $[\Theta_2, \Theta_{\min}]$ уровнем напряжённости излучаемой (принимаемой) радиоволны, соответствующим максимуму нормированной ДН:

$$F(\Theta) = 1 \text{ if } \Theta \in [\Theta_2, \Theta_{\min}]; \quad (2)$$

б) линейными скатами в секторе $[\Theta_1, \Theta_2]$ –

$$F(\Theta) = \frac{\Theta - \Theta_1}{\Theta_2 - \Theta_1} \text{ if } \Theta \in [\Theta_1, \Theta_2], \quad (3)$$

и $[\Theta_{\max}, \Theta_3]$ –

$$F(\Theta) = \frac{\operatorname{cosec}\Theta_{\max}}{\operatorname{cosec}\Theta_{\min}} \cdot \left(1 - \frac{\Theta - \Theta_{\max}}{\Theta_3 - \Theta_{\max}} \right) \text{ if } \Theta \in [\Theta_{\max}, \Theta_3]. \quad (4)$$

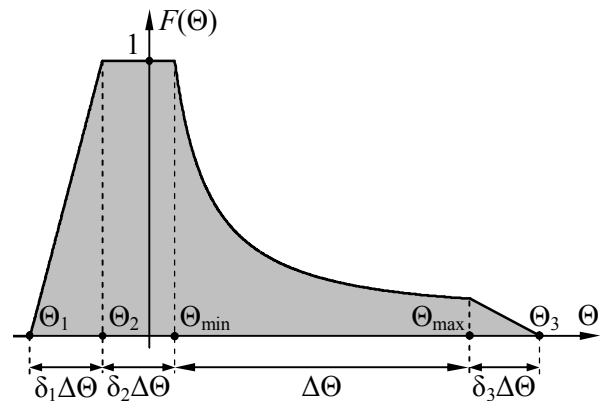


Рис. 2

Выразим угловые размеры введённых элементов шаблона через ширину косекансного сектора $\Delta\Theta = \Theta_{\max} - \Theta_{\min}$ посредством безразмерных коэффициентов $\delta_1, \delta_2, \delta_3$:

$$\begin{aligned} \Theta_2 - \Theta_1 &= \delta_1 \cdot \Delta\Theta, \\ \Theta_{\min} - \Theta_2 &= \delta_2 \cdot \Delta\Theta, \\ \Theta_3 - \Theta_{\max} &= \delta_3 \cdot \Delta\Theta. \end{aligned} \quad (5)$$

С учетом (5) система уравнений, определяющих показанный на рис. 2 шаблон ожидаемой ДН, принимает вид:

$$F(\Theta) = \begin{cases} 1 + \frac{\delta_2}{\delta_1} + \frac{\Theta - \Theta_{\min}}{\delta_1 \cdot \Delta\Theta} & \text{if } \Theta_{\min} - (\delta_1 + \delta_2)\Delta\Theta \leq \Theta < \Theta_{\min} - \delta_2 \Delta\Theta, \\ 1 & \text{if } \Theta_{\min} - \delta_2 \cdot \Delta\Theta \leq \Theta < \Theta_{\min}, \\ \frac{\operatorname{cosec}\Theta}{\operatorname{cosec}\Theta_{\min}} & \text{if } \Theta_{\min} \leq \Theta \leq \Theta_{\min} + \Delta\Theta, \\ \frac{\operatorname{cosec}(\Theta_{\min} + \Delta\Theta)}{\operatorname{cosec}\Theta_{\min}} \cdot \left(1 + \frac{1}{\delta_3} - \frac{\Theta - \Theta_{\min}}{\delta_3 \cdot \Delta\Theta} \right) & \text{if } \Theta_{\min} + \Delta\Theta < \Theta \leq \Theta_{\min} + (1 + \delta_3)\Delta\Theta, \\ 0 & \text{otherwise,} \end{cases} \quad (6)$$

причём такие параметры шаблона, как Θ_{\min} и $\Delta\Theta$ считаются заданными, а $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ подлежат дальнейшему уточнению.

Пусть антенная решётка, предназначенная для реализации ДН по шаблону (6), является прямолинейной и эквидистантной. Электрическое расстояние между соседними элементами решётки равно d/λ , где λ – длина излучаемой (принимаемой) антенной решёткой волны. Число элементов решётки равно M . Условимся, что все элементы решётки являются идентичными, ненаправленными и имеющими фазовые центры. Тогда элементы решётки могут считаться точечными изотропными излучателями. Взаимным электродинамическим влиянием между ними пренебрежём. На рис. 3 показана схема модели синтезируемой решётки, где цифрами указаны номера элементов, Θ – угол наблюдения.

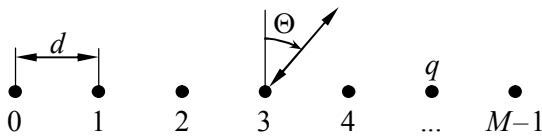


Рис. 3

При таких условиях комплексная ДН по напряжённости поля совпадает с множителем прямолинейной решётки и определяется в предположении, что число элементов решётки M является чётным, соотношением вида:

$$\dot{F}_{AP}(\Theta) = \sum_{q=0}^{M-1} \dot{A}_q \cdot \exp\left[j2\pi \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot \sin\Theta \cdot \left(q - \frac{M}{2}\right)\right], \quad (7)$$

где \dot{A}_q – комплексная амплитуда тока (поля), возбуждающего q -й элемент.

Для отыскания амплитудно-фазового распределения (АФР) воспользуемся известным подходом, заключающимся в разложении ожидаемой амплитудной ДН вида (6) в ряд Котельникова (обобщённый ряд Фурье в базе Котельникова) [4]:

$$F(u) = \sum_{p=-M/2}^{M/2} B_p \cdot \text{sinc}(M \cdot u - \pi \cdot p), \quad (8)$$

где $u = \pi \cdot (d/\lambda) \cdot \sin\Theta$ – обобщённая угловая координата;

B_p – отсчёты Котельникова, рассчитываемые по формуле:

$$B_p = \frac{M}{\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} F(u) \cdot \text{sinc}(M \cdot u - \pi \cdot p), \quad (9)$$

где $p = -M/2 \dots +M/2$.

Тогда согласно [4] комплексные амплитуды токов (полей) в элементах решётки могут быть найдены как

$$\dot{A}_q = \sum_{p=-M/2}^{M/2} B_p \cdot \exp\left(j\pi \cdot p \cdot \frac{M-1-2q}{M}\right). \quad (10)$$

Для оценки качества синтезированной (фактической) амплитудной ДН антенной решётки $F_\Phi(\Theta) = |\dot{F}_{AP}(\Theta)|$ целесообразно использовать следующие показатели:

а) максимальное отклонение (МО) от ожидаемой ДН в пределах косекансного сектора:

$$\Delta F = \max|F_\Phi(\Theta_i) - F(\Theta_i)| \quad \text{при } \Theta_{\min} \leq \Theta_i \leq \Theta_{\min} + \Delta\Theta; \quad (11)$$

б) среднеквадратическое отклонение (СКО) от ожидаемой ДН в пределах косекансного сектора:

$$\sigma_{\Delta\Theta} = \left(\int_{\Theta_{\min}}^{\Theta_{\min} + \Delta\Theta} [F_\Phi(\Theta) - F(\Theta)]^2 \cdot \sin\Theta d\Theta \right)^{\frac{1}{2}}; \quad (12)$$

в) СКО от ожидаемой ДН для всех угловых направлений:

$$\sigma = \left(\int_{-\pi/2}^{\Theta_{\min}} F_\Phi^2(\Theta) d\Theta + \int_{\Theta_{\min} + \Delta\Theta}^{\pi/2} F_\Phi^2(\Theta) d\Theta + \int_{\Theta_{\min}}^{\Theta_{\min} + \Delta\Theta} [F_\Phi(\Theta) - F(\Theta)]^2 \cdot \sin\Theta d\Theta \right)^{\frac{1}{2}}; \quad (13)$$

г) максимальный уровень боковых лепестков (УБЛ) ξ_{\max} в дБ, устанавливаемый по ДН в соответствии со стандартной методикой.

Для отыскания оптимального по заданному критерию АФР на раскрые антенной решётки следует перебрать возможные значения неизвестных параметров шаблона $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ и для каждого их набора рассчитать АФР, фактическую ДН и её показатели качества. Сравнив последние по заданному критерию, можно отыскать оптимальные параметры шаблона и наилучшее АФР.

Очевидно, что процедура последовательного перебора всех возможных значений параметров шаблона является трудоёмкой и, как следствие, потребует много времени. Поэтому для решения поисковой задачи имеет смысл использовать оптимизационный метод, реализованный на основе эволюционного алгоритма. В рамках работы применён модифицированный генетический алгоритм [5], неоднократно продемонстрировавший результативность при ре-

шении оптимизационных задач с большим числом переменных [6-8].

В качестве целевой функции, поиск минимума которой определяет оптимальное решение задачи, предлагается использовать СКО ДН от ожидаемой для всех угловых направлений при условии ограничения величины максимального отклонения ДН в пределах косекансного сектора или(и) УБЛ. Таким образом, шаблон косекансной ДН, обеспечивающий оптимальную синтезированную ДН антенной решётки, будет найден, если он отвечает критерию:

$$\sigma(\delta_1, \delta_2, \delta_3) = \min, \quad (14)$$

или

$$\sigma(\delta_1, \delta_2, \delta_3) = \min \quad \text{if } \Delta F(\delta_1, \delta_2, \delta_3) \leq \Delta F_{\text{пор}}, \quad (15)$$

или

$$\sigma(\delta_1, \delta_2, \delta_3) = \min \quad \text{if } \xi_{\text{max}}(\delta_1, \delta_2, \delta_3) \leq \xi_{\text{max пор}}, \quad (16)$$

или

$$\sigma(\delta_1, \delta_2, \delta_3) = \min \quad \text{if } \begin{cases} \Delta F(\delta_1, \delta_2, \delta_3) \leq \Delta F_{\text{пор}}, \\ \xi_{\text{max}}(\delta_1, \delta_2, \delta_3) \leq \xi_{\text{max пор}}, \end{cases} \quad (17)$$

где $\Delta F_{\text{пор}}$, $\xi_{\text{max пор}}$ – пороговые значения МО и УБЛ.

Результаты и их обсуждение

Представленные ниже результаты получены применительно к антенной решётке с 12-ю элементами ($M = 12$), расстояние между которыми равно $\lambda/2$ ($d = \lambda/2$). Угловой сектор, в пределах которого ДН должна быть близка к косекансной, составляет 70° ($\Delta\Theta = 70^\circ$) и ограничен угловыми направлениями: $\Theta_{\text{min}} = 7^\circ$ и $\Theta_{\text{max}} = 77^\circ$.

Результаты оптимизации шаблона ДН по критерию (14) однозначно указывают на то, что для обеспечения минимального СКО фактической ДН от ожидаемой ДН для всех возможных угловых направлений параметры шаблона $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ должны иметь нулевые значения. Последнее согласуется с теорией, поскольку ряд Котельникова, являясь частным случаем обобщённого ряда Фурье, гарантирует приближение функции с минимальным СКО. На рис. 4 сплошной показана синтезированная (фактическая) ДН, штрихом – ожидаемая ДН в логариф-

мическом и линейном масштабах. СКО синтезированной ДН от ожидаемой для всех угловых направлений составляет 9.8 % ($\sigma = 9.8\%$), СКО в пределах косекансного сектора – 3.9 % ($\sigma_{\Delta\Theta} = 3.9\%$), максимальный УБЛ – «минус» 22.2 дБ ($\xi_{\text{max}} = -22.2$ дБ). Заметим, однако, что, несмотря на относительно малую величину максимального УБЛ, наблюдается значительное максимальное отклонение ДН от ожидаемой – 8.2 дБ ($\Delta F = 8.2$ дБ при $\Theta = \Theta_{\text{min}}$). Во многих практически важных случаях такое отклонение абсолютно недопустимо.

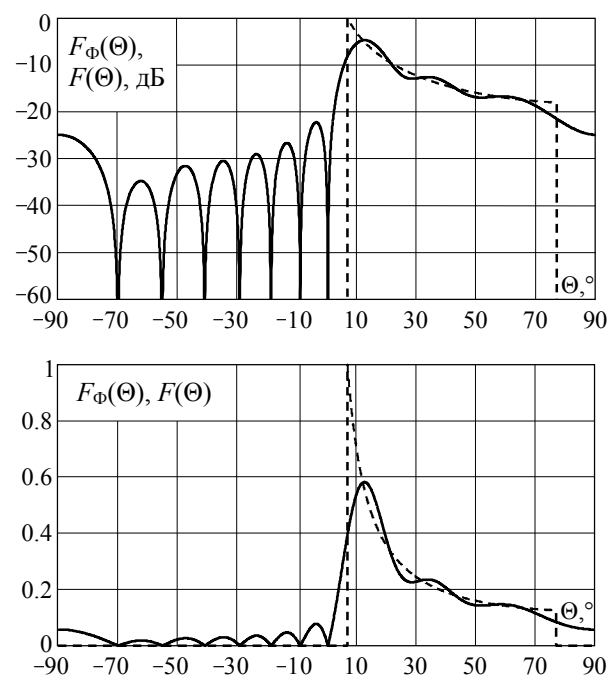


Рис. 4

Усложним целевую функцию, используемую при оптимизации шаблона, перейдя к варианту (15). При ограничении величины максимального отклонения ДН в пределах косекансного сектора заданной пороговой величиной и использовании целевой функции вида (15) оптимизация шаблона приводит к результатам, показанным в табл. 1. Следует заметить, что здесь и далее в шаблоне ДН обязательно имеются дополнительные элементы, описанные выше, поэтому СКО фактической ДН от ожидаемой ДН для всех угловых направлений существенно превышают СКО для случая оптимизации по критерию (14), то есть когда в шаблоне есть только косекансный сектор. Так, например, если пороговое значение МО составляет 4 дБ ($\Delta F_{\text{пор}} = 4$ дБ), то СКО по всем угловым направлениям превышает минимально возмож-

ное СКО в 4.7 раза (45.5 против 9.8 %). Значительное увеличение минимума целевой функции связано с наличием в ней ограничения, обеспечиваемого за счёт изменения формы шаблона.

Таблица 1

$\Delta F_{\text{пор}}$, дБ	$\sigma_{\Delta\Theta}$, %	ξ_{max} , дБ	δ_1	δ_2	δ_3
4.0	1.7	-24.1	0.1840	0.1071	5.1635
3.0	1.4	-22.5	0.1037	0.1571	8.7457
2.0	1.1	-21.4	0	0.2204	4.8359
1.5	0.8	-21.1	0	0.2328	18.144

Из табл. 1 следует, что при использовании целевой функции (15) вполне достижимы значения максимального отклонения ДН в косекансном секторе значительно меньшие 8.2 дБ, характерные для варианта оптимизации по критерию (14). При этом максимальный УБЛ ДН не намного хуже, а в некоторых случаях лучше исходного варианта. В частности, например, при пороговом значении максимального отклонения ДН 4 дБ ($\Delta F_{\text{пор}} = 4$ дБ), сниженным на 4.2 дБ по сравнению с МО при оптимизации по критерию (14), гарантируется боковое излучение с максимальным уровнем «минус» 24.1 дБ ($\xi_{\text{max}} = -24.1$ дБ), в то время как при использовании критерия (14) обеспечивалось худшее на 1.9 дБ значение. Синтезированная ДН для рассматриваемого случая показана сплошной на рис. 5, здесь же штрихом приведён оптимизированный шаблон ДН.

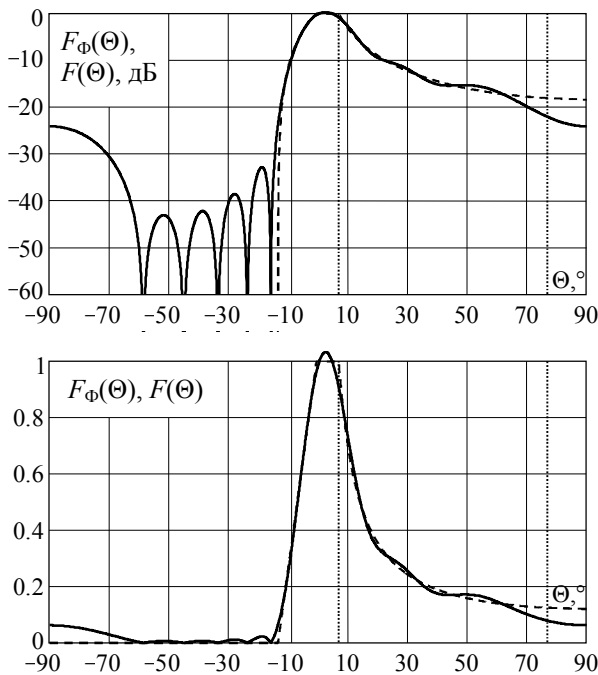


Рис. 5

При ограничении максимального уровня бокового излучения антенной решётки заданной пороговой величиной и использовании целевой функции вида (16) оптимизация шаблона приводит к результатам, приведённым в табл. 2. Из табл. 2 следует, что для указанных исходных параметров ДН и антенной решётки метод разложения в ряд Котельникова с оптимизацией шаблона позволяет достичь максимального уровня боковых лепестков ДН вплоть до «минус» 31 дБ. При этом с увеличением порогового значения максимального УБЛ растёт максимальное отклонение ДН в косекансном секторе. Однако если в исходном варианте (при оптимизации по критерию (14)) максимум отклонения ДН отмечался в окрестности минимального угла наблюдения, то указанные в табл. 2 значения ΔF характерны исключительно для максимального угла косекансного сектора. Синтезированная ДН при пороговом значении УБЛ, равном «минус» 31 дБ ($\xi_{\text{max пор}} = -31$ дБ), показана сплошной на рис. 6 на фоне приведённого штрихом оптимизированного шаблона.

Таблица 2

$\xi_{\text{max пор}}$, дБ	$\sigma_{\Delta\Theta}$, %	ΔF , дБ	δ_1	δ_2	δ_3
-25	2.9	7.4	0.1633	0	0.1357
-27	1.9	5.2	0.1970	0.1889	0.0681
-29	3.0	8.5	0.2001	0	0.0173
-31	2.9	8.6	0.2128	0	0

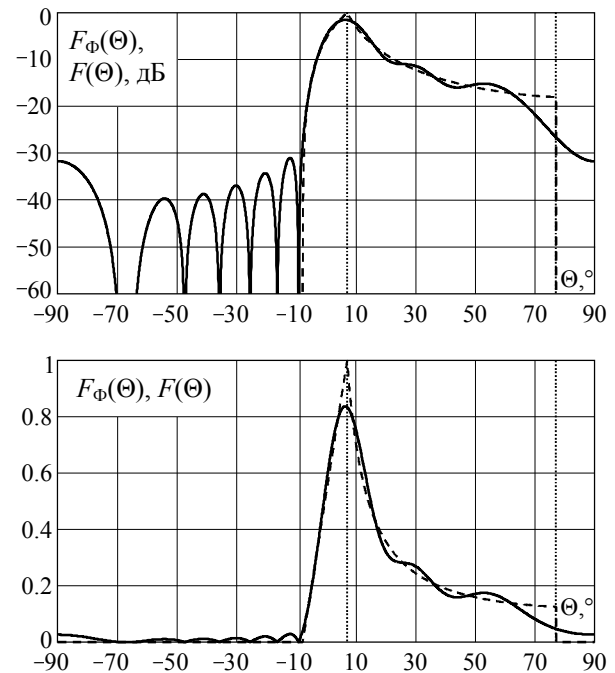


Рис. 6

В заключении приведём результаты оптимизации шаблона ДН по критерию (17) для пороговых значений МО и УБЛ, равных 4 дБ и «минус» 25 дБ соответственно ($\Delta F_{\text{пор}} = 4$ дБ, $\xi_{\text{max пор}} = -25$ дБ). На рис. 7 сплошной показана синтезированная ДН решётки, штрихом – оптимизированный шаблон с найденными параметрами: $\delta_1 = 0.1678$, $\delta_2 = 0.1740$, $\delta_3 = 0.0790$. СКО синтезированной ДН от ожидаемой ДН в пределах косекансного сектора составляет 1.5% ($\sigma_{\Delta\Theta} = 1.5\%$), максимальное отклонение ДН – 4 дБ ($\Delta F = 4$ дБ), максимальный УБЛ – «минус» 25 дБ ($\xi_{\text{max}} = -25$ дБ). Комплексные амплитуды токов (полей) в элементах решётки (АФР) приведены в табл. 3.

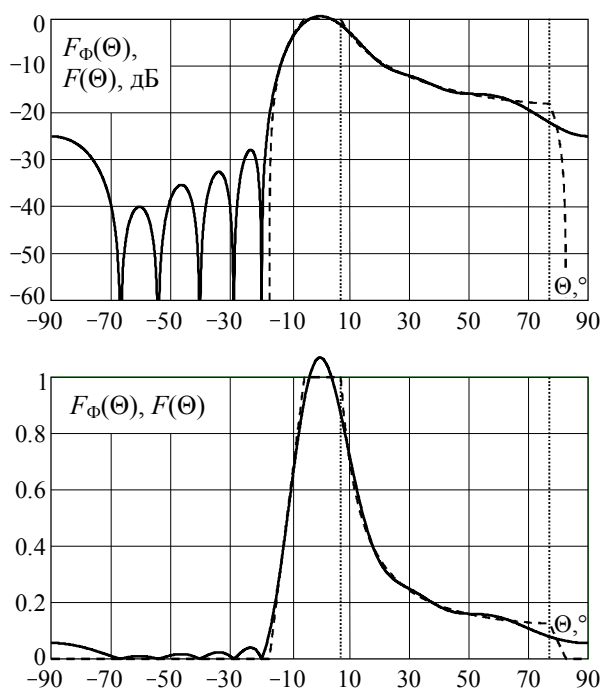


Рис. 7

Таблица 3

q	\dot{A}_q	q	\dot{A}_q
1	$-0.00491-j0.00369$	7	$0.24919-j0.06195$
2	$0.02043-j0.01174$	8	$0.12957-j0.03822$
3	$0.04353-j0.00623$	9	$0.09714-j0.00620$
4	$0.09714+j0.00620$	10	$0.04353+j0.00623$
5	$0.12957+j0.03822$	11	$0.02043+j0.01174$
6	$0.24919+j0.06195$	12	$-0.00491+j0.00369$

Заключение

Для улучшения вторичных параметров направленности антенной решётки с косекансной ДН предложен сглаженный шаблон ожидаемой диаграммы направленности, предназначенный для использования при синтезе решётки. Применительно к синтезу методом разложения ДН в ряд Котельникова разработана и многократно апробирована методика оптимизации параметров шаблона, обеспечивающего оптимальную диаграмму направленности антенной решётки по критерию минимума СКО от идеальной косекансной с ограничением величины максимального отклонения ДН в пределах косекансного сектора или (и) максимального уровня бокового излучения. Установлено, что использование оптимизированного шаблона ДН способствует улучшению вторичных параметров направленности антенной решётки. Разработанная методика может быть адаптирована для синтеза антенной решётки с отличной от косекансной формой диаграммы направленности, в том числе и другими известными методами.

Литература

1. Хансен Р.С. Фазированные антенные решётки. М.: Техносфера, 2012. 558 с.
2. Зелкин Е.Г., Соколов В.Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решётки и антенны с непрерывным раскрытием. М.: Сов. радио, 1980. 296 с.
3. Митрохин В.Н., Пропастин А.А. Синтез излучающей системы, формирующей секторную диаграмму направленности с минимизацией эффекта Гиббса // Радиооптика. 2016. № 6. С. 1-13.
4. Вендик О.Г., Калинин С.А., Козлов Д.С. Фазированная антенная решётка с управляемой формой диаграммы направленности // Журнал технической физики. 2013. Т. 83. № 10. С. 117-121.
5. Сабанин В.Р., Смирнов Н.И., Репин А.И. Модифицированный генетический алгоритм для задач оптимизации и управления // Exponenta Pro. Математика в приложениях. 2004. № 3-4. С. 78-85.
6. Останков А.В., Кирпичева И.А. Оптимизация направленных свойств линейных неэквидистантных антенных решеток // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2013. Т. 9. № 4. С. 8-11.
7. Останков А.В., Антипов С.А., Калинин Ю.Е. Анализ и синтез раскрытия антенн дифракционного излучения, построенных на основе квазипериодических гребенчатых решеток. Воронеж: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2016. 181 с.
8. Кирпичева И.А., Останков А.В. Генерация оптимальных исходных данных для учебных радиотехнических задач // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 2. С. 115-121.

Поступила 10.01.2020; принята к публикации 23.03.2020

Информация об авторах

Кирпичева Инна Анатольевна — аспирант, Воронежский государственный технический университет (394026, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: kirpicheva89@mail.ru

Останков Александр Витальевич — д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры радиотехники, Воронежский государственный технический университет (394026, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: avostankov@mail.ru

Рябчунов Артём Иванович — аспирант, Воронежский государственный технический университет (394026, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: a2007wanderer@ya.ru

OPTIMIZATION OF THE TEMPLATE TO INCREASE AN EFFECTIVENESS OF SYNTHESIS OF THE ANTENNA ARRAY WITH A COSECANT PATTERN

I.A. Kirpicheva, A.V. Ostankov, A.I. Ryabchunov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: antenna arrays with special and cosecant radiation patterns are widely in demand in modern radio engineering systems. In the synthesis of the antenna array by classical methods, the expected radiation pattern outside the cosecant sector is specified, with rare exceptions, by zero values. However, this approach to the formation of a chart template is not optimal. We proposed to supplement the template of the expected radiation pattern with a constant level region equal to the maximum of the diagram and two linear slopes. We developed a technique for optimizing the geometric parameters of the template according to the criterion of the minimum standard deviation of the synthesized diagram from the ideal cosecant diagram with a restriction on the maximum deviation of the diagram in the cosecant sector or (and) the level of the side lobes. We used the method of synthesis of the antenna array by the method of expanding the radiation pattern in the Kotelnikov series and implemented the optimization technique based on the genetic algorithm. Based on the results of testing the technique, we showed that the use of an optimized template can improve the quantitative directivity of the antenna array. In particular, for the 70° cosecant sector and the 12-element grating, we can achieve a gain in the maximum deviation of the diagram of 4 dB while reducing the maximum level of the side lobes by 3 dB. The developed technique can be used to synthesize a lattice with a different beam pattern than the cosecant

Key words: antenna array, cosecant radiation pattern, synthesis, Kotelnikov series, pattern, optimization

Acknowledgments: the reported study was funded by RFBR and CNRS, project number 20-51-15001

References

1. Hansen R.S. "Phased antenna arrays" ("Fazirovannye antennye reshyotki"), Moscow, Tekhnosfera, 2012, 558 p.
2. Zelkin E.G., Sokolov V.G. "Antenna synthesis methods: Phased array antennas and antennas with continuous opening" ("Metody sinteza antenn: Fazirovannye antennye reshyotki i antenny s nepreryvnykh raskryvom"), Moscow, Sovetskoe Radio, 1980, 296 p.
3. Mitrokhin V.N., Propastin A.A. "Synthesis of the radiating system to form the flat-topped radiation pattern for phased array antennas with minimizing Gibbs phenomenon", *Radio Optics (Radiooptika)*, 2016, no. 6, pp. 1-13.
4. Vendik O.G., Kalinin S.A., Kozlov D.S. "Phased array with controlled directivity pattern", *Journal of Technical Physics (Zhurnal tekhnicheskoy fiziki)*, 2013, vol. 83, no. 10, pp. 117-121.
5. Sabanin V.R., Smirnov N.I., Repin A.I. "Modified genetic algorithm for optimization problems in control", *Exponenta Pro. Mathematics in Applications (Matematika v prilozheniyakh)*, 2004, no. 3-4, pp. 78-85.
6. Ostankov A.V., Kirpicheva I.A. "Optimization of the directional properties of linear nonequidistant antenna arrays", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2013, vol. 9, no. 4, pp. 8-11.
7. Ostankov A.V., Antipov S.A., Kalinin Yu.E. "The analysis and synthesis of the aperture of diffraction radiation antennas based on quasiperiodic comb arrays" ("Analiz i sintez raskryva antenn difrakcionnogo izlucheniya, postroyenykh na osnove kvaziperiodicheskikh grebenchatykh reshetok"), Voronezh State Technical University, 2016, 181 p.
8. Kirpicheva I.A., Ostankov A.V. "Generation of the optimal initial data for educational radio engineering tasks" ("Generaciya optimal'nykh iskhodnykh dannykh dlya uchebnykh radiotekhnicheskikh zadach"), *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2019, vol. 15, no. 2, pp. 115-121.

Submitted 10.01.2020; revised 23.03.2020

Information about the authors

Inna A. Kirpicheva, Graduate Student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: kirpicheva89@mail.ru

Aleksandr V. Ostankov, Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: avostankov@mail.ru

Artyom I. Ryabchunov, Graduate Student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: a2007wanderer@ya.ru

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДЛИНЫ ПАТЧ-ИЗЛУЧАТЕЛЯ НА ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ

С.М. Фёдоров, Е.А. Ищенко, М.А. Сиваш, И.А. Зеленин

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассмотрено влияние длины микрополосковой прямоугольной патч-антенны на число рабочих диапазонов, резонансную характеристику и диаграммы направленности. Исследование было проведено на основе данных, полученных в процессе моделирования. Описаны основные правила расчета и выбора материала диэлектрика для микрополосковой патч-антенны, настроенной для приема сигнала на частоте 37 ГГц, что соответствует одному из стандартов связи пятого поколения (5G). Моделирование проводилось с использованием двух программ – Antenna Magus, которая использовалась для автоматизированного расчета геометрических параметров антенны; CST Studio Suite - для моделирования основных резонансных характеристик антенны и построения диаграмм направленности. На основе полученных результатов были сделаны выводы о возможности формирования дополнительных частотных диапазонов. Также было определено смещение основной рабочей частоты, которая обладает минимальным значением обратных потерь и коэффициента стоячей волны по напряжению, относительно изначально выбранной частоты резонанса. Приведены результаты моделирования в виде трехмерных моделей излучателей, графиков обратных потерь (S11 параметры), правил перевода значений S11 в КСВН, диаграмм направленности в полярных координатах, зависимости коэффициента усиления и ширины главного лепестка от частоты

Ключевые слова: патч-излучатель, микрополосковая патч-антенна, резонансные характеристики, 5G, Antenna Magus, CST Studio Suite

Введение

С 2020 года будет происходить повсеместное внедрение сетей пятого поколения. Для приема сигналов в данном диапазоне мобильные устройства будут использовать технологию MU-MIMO, а антенная решетка будет формироваться на основе простейших патч-антенн. Сама по себе патч-антенна представляет собой тонкую излучающую пластинку, как правило квадратной прямоугольной формы с микрополосковой линией питания. Частоты, которые планируется использовать в будущем, лежат в диапазоне 25-42 ГГц, позволят достигать рекордных скоростей интернета (свыше 10 Гбит/с), а самое главное позволят снизить задержку (ping) до рекордных 1 мс, при том, что домашний Wi-Fi 5 ГГц обеспечивает задержку 2 мс, а LTE-A около 25 мс. Таким образом, повышение скорости и снижение задержки позволит ускорить внедрение и разработку интернет вещей (IoT), даст толчок облачным игровым сервисам, которые позволят пользователю играть в игры, не покупая игровую приставку или игровой компьютер, сейчас такими разработками занимается Google (Stadia), Microsoft (Xbox Project xCloud) [1-3].

Поэтому особо важно производить исследование и моделирование антенн, работающих в основных диапазонах 5G, а также исследовать влияние их геометрических параметров на охватываемые диапазоны.

Расчет геометрических параметров патч-антенны

Патч-антенна является достаточно простым по конструкции излучателем, который можно рассчитать автоматизировано в большинстве специализированных программ, например, Antenna Magus. Основная модель такой антенны представлена на рис. 1.

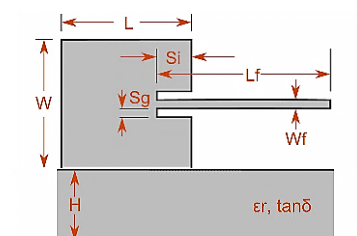


Рис. 1. Модель антенны с указанием параметров

Процедура проектирования и расчетов геометрических параметров микрополосковой патч-антенны начинается с выбора диэлектрика. Для работы на частотах от 20 до 40 ГГц необходимы диэлектрики нового поколения, разработкой которых занимаются многие ком-

пании. Одним из лидеров в производстве диэлектрических материалов является Rogers corporation, которая представила новое поколение диэлектриков, которые были специально предназначены для работы на частотах 20-40 ГГц. Примером такого диэлектрика может послужить Rogers RO4730G3. Это термостойкий материал с керамическим наполнением, который усилен стекловолокном, при этом не содержит в своем составе фторопласт. Материал специально разработан так, что не деформируется во время пайки и имеет высокую надежность металлизированных отверстий [4-6].

Таблица 1

Характеристики материала Rogers RO4730G3

Наименование	ϵ_r	Пов. сопротивление, МОм	Рабочие частоты, ГГц
Rogers RO4730G3	3.00 ± 0.05	$2.78 \cdot 10^8$	до 70

Данный диэлектрик выпускается в нескольких исполнениях:

- толщина: 0.145 мм, 0.272 мм, 0.526 мм, 0.780 мм, 1.034 мм, 1.542 мм;

- размеры пластины: 305x457 мм, 610x457 мм, 610x915 мм, 1224x915 мм (возможен заказ на нестандартный размер).

Следующим этапом необходимо рассчитать геометрические параметры излучателя, для этого используются следующие формулы:

1. Размер ширины излучателя производится по следующей формуле:

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_{RO} + 1}{2}}} \quad (1)$$

2. Для определения длины излучателя необходимо вычислить Эффективную Диэлектрическую постоянную:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_{RO} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{RO} - 1}{2} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2 \cdot h}{W}}} \right) \quad (2)$$

3. Следующим этапом производится расчет длины излучателя:

$$L_{eff} = \frac{c}{2 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3)$$

$$\Delta L = h \cdot 0.412 \cdot \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (4)$$

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (5)$$

где c – скорость света в вакууме ($3 \cdot 10^8$ м/с);

f_0 – резонансная частота (Гц);

ϵ_{RO} – диэлектрическая проницаемость подложки;

h – высота подложки.

Для запитывания патч-антенны используется или микрополосковая линия, или коакси-

альная линия, которая заводится через земляную пластину и диэлектрик, такой режим питания использует Qualcomm в своей 5G антенне (рис. 2).

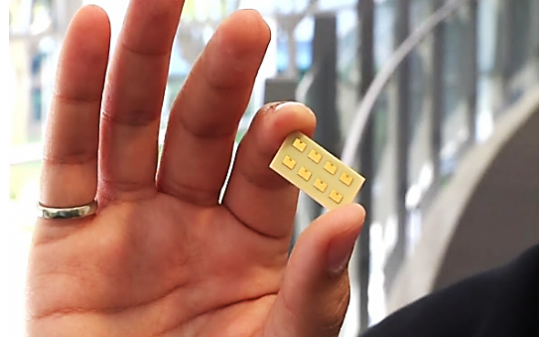


Рис. 2. 5G антенна Qualcomm

В данном случае будет использоваться микрополосковая линия (рис. 3) питания. Сопротивление такой линии должно составлять 50 Ом, а расчет выполняется по достаточно трудоемким формулам, поэтому для оптимизации используются специально написанные калькуляторы, так один из них встроено в макросы CST Studio. Формулы для расчета приведены ниже.

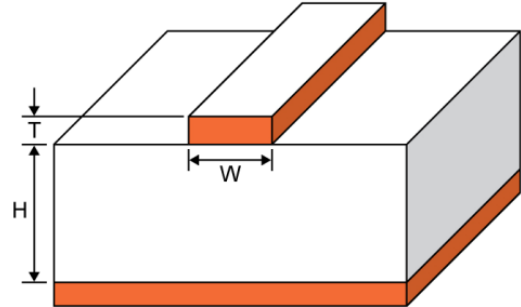


Рис. 3. Размеры микрополосковой линии

Импеданс микрополосковой линии, эталонное значение 50 Ом:

$$Z_L(W, H, T, \epsilon_r) = \frac{Z_{L1}(W_r, H)}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}(W_r, H, \epsilon_r)}} \quad (6)$$

Волновое сопротивление микрополосковой линии в однородной среде:

$$Z_{L1}(W_r, H) = \frac{Z_0}{2\pi} \cdot \ln \left(f_u \cdot \frac{H}{W_r} + \sqrt{1 + \left(\frac{2H}{W_r}\right)^2} \right) \quad (7)$$

$$f_u = 6 + (2\pi - 6) \cdot \exp \left(- \left(30.666 \cdot \frac{H}{W_r} \right)^{0.7528} \right) \quad (8)$$

Эффективная относительная диэлектрическая проницаемость изолирующего материала подложки:

$$\epsilon_{r_{eff}}(W_r, H, \epsilon_r) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 10 \cdot \frac{H}{W_r} \right)^{-ab} \quad (9)$$

$$a(u) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{u}{18.1} \right)^3 \right) \quad (10)$$

$$b(\epsilon_r) = 0.564 \cdot \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053}, \quad (11)$$

$$u = \frac{W}{H}. \quad (12)$$

Эффективная ширина микрополосковой линии:

$$W_r = W + \Delta W_r, \quad (13)$$

$$\Delta W_r = \frac{1}{2} \Delta W_1 \cdot \left(1 + \operatorname{sch}(\sqrt{\epsilon_r - 1}) \right), \quad (14)$$

$$\Delta W_1 = \frac{T}{H \cdot \pi} \cdot \ln \left(1 + \frac{4e}{\frac{T}{H} \operatorname{cth}^2(\sqrt{6.517W})} \right), \quad (15)$$

где Z_L – волновое сопротивление микрополосковой линии в омах (Ом);

Z_{L1} – волновое сопротивление микрополосковой линии в однородной среде в омах (Ом);

Z_0 – волновое сопротивление вакуума, 120π Ом;

ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость изолирующего материала подложки;

H – высота подложки в мм;

W – ширина микрополосковой линии в мм;

T – высота микрополосковой линии в миллиметрах, международный стандарт – 35 мкм (0,035 мм);

W_r – эффективная ширина микрополосковой линии в мм;

$\epsilon_{r_{eff}}$ – эффективная относительная диэлектрическая проницаемость изолирующего материала подложки.

Произведя расчеты по данным формулам, а также в программе Antenna Magus, были получены следующие геометрические параметры излучателя, наименование параметра совпадает с рис. 1.

Таблица 2

Размеры патч-антенны

L , мм	W , мм	W_f , мкм	L_f , мм	H , мкм	S_i , мкм	S_g , мкм
2.259	2.834	364.5	2.578	145	783	101.2

Моделирование излучателя с определением влияния длины патча на характеристики

При получении стандартных геометрических параметров произведем моделирование излучателя с использованием CST Studio. Частоту резонанса антенны в данном случае определим на основе графика S11 в дБ. Так сама модель антенны приведена на рис. 4 с указанными размерами, после моделирования были получены S11 параметры (рис. 5) [7-8].

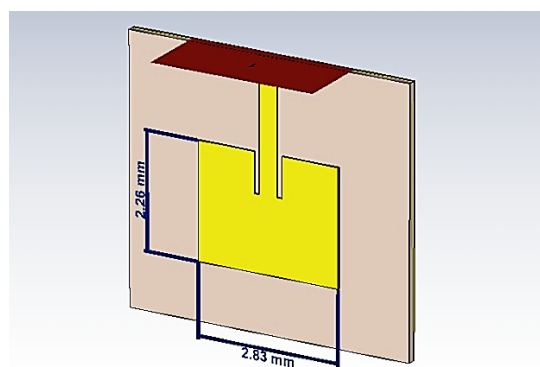


Рис. 4. Модель излучателя

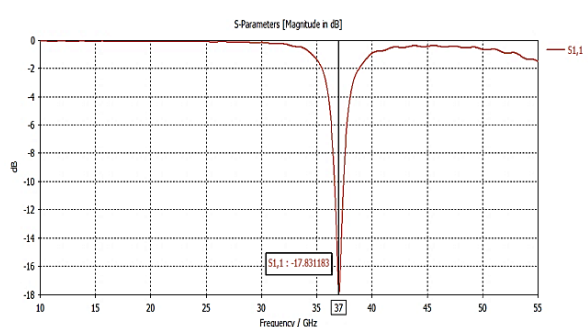


Рис. 5. График S11 параметров

По графику S11 параметров можно определить частоту резонанса, которая соответствует минимальным значениям, которые присутствуют на графике, если необходимо данные параметры можно перевести в коэффициент стоячей волны по напряжению – табл. 3.

Таблица 3

Перевод S_{11} в КСВ

КСВ	∞	40	20	10	8	6	5	4	3.5	3	2	1.8	1.6	1.4	1.2	1.15	1.1	1
S11, (лин)	1.0	0.95	0.9	0.82	0.78	0.71	0.67	0.6	0.56	0.5	0.33	0.29	0.23	0.17	0.09	0.07	0.05	0
S11 , дБ	0	0.4	0.9	1.8	2.1	3	3.5	4.4	5	6	9.5	11	13	15.5	21	23	26	∞

Теперь по полученному значению резонанса произведем моделирование для определения диаграммы направленности, так приведем диа-

граммы направленности в полярных координатах при угле $\varphi = 90^\circ$ (рис. 6), $\theta = 90^\circ$ (рис. 7).

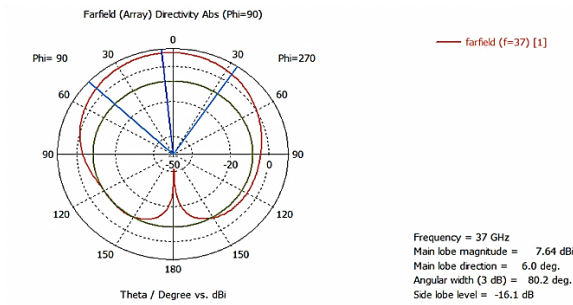


Рис. 6. ДН в полярных координатах $\varphi = 90^\circ$

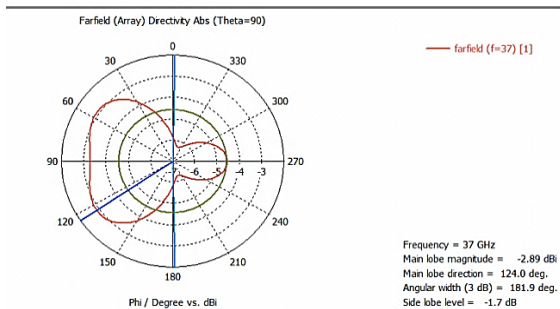


Рис. 7. ДН в полярных координатах $\theta = 90^\circ$

Также построим зависимость коэффициента усиления от частоты (рис. 8) и зависимость ширины первого лепестка от частоты (рис. 9).

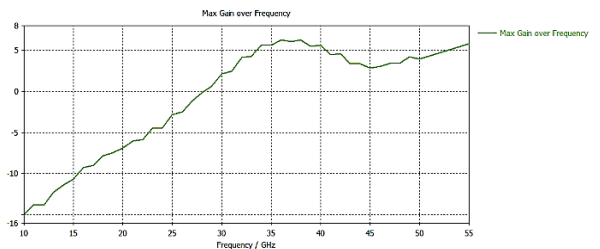


Рис. 8. График зависимости коэффициента усиления от частоты

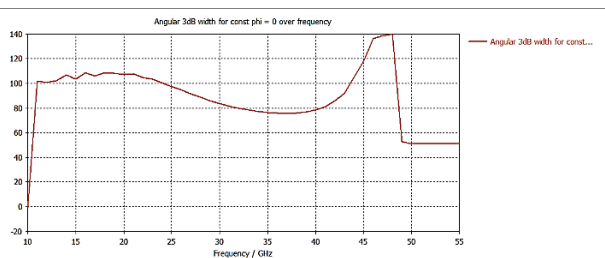


Рис. 9. Ширина первого лепестка по уровню 3 дБ в зависимости от частоты

Как видно, антенна имеет резонанс на частоте 37 ГГц, причем на этой частоте обеспечивается наилучший баланс коэффициента усиления и ширины первого лепестка.

Так, особый интерес представляет влияние длины излучателя на характеристики антенны.

Будем изучать влияние данного параметра на характеристики антенны при шаге изменения параметра равному длине волны (8 мм). На рис. 10 приведена модель излучателя с указанными размерами, а также произведено моделирование S11 параметров – рис. 11.

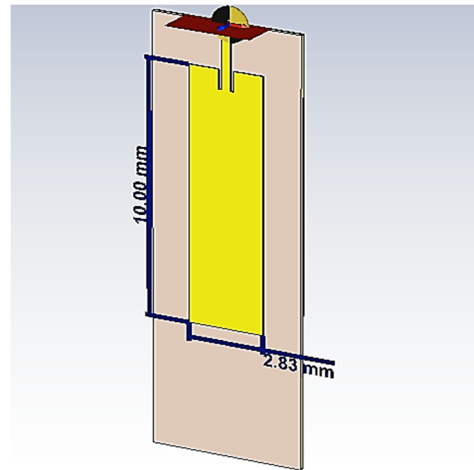


Рис. 10. 3D-модель удлиненного излучателя

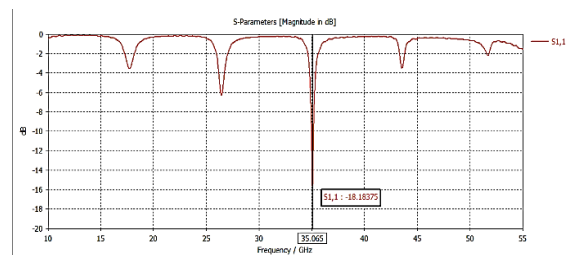


Рис. 11. S11 параметры при увеличении длины до 10 мм

По полученным результатам видно, что произошло смещение частоты резонанса с 37 ГГц до 35.065 ГГц, а также возникли малоэффективные побочные резонансы на частотах: 17.718 ГГц, 26.438 ГГц, 43.552 ГГц. Также приведем диаграмму направленности в полярных координатах на частоте 35 ГГц при угле $\varphi = 90^\circ$ (рис. 12), $\theta = 90^\circ$ (рис. 13).

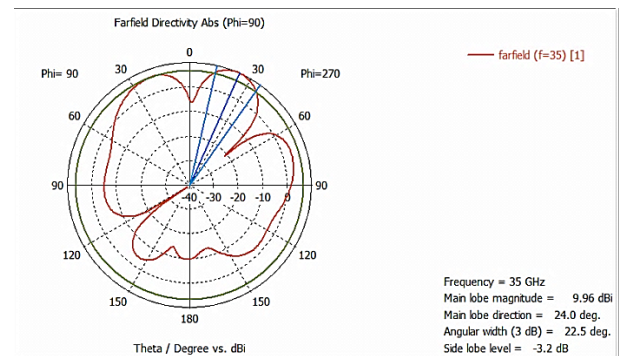


Рис. 12. Диаграмма направленности на частоте 35 ГГц, при $\varphi = 90^\circ$

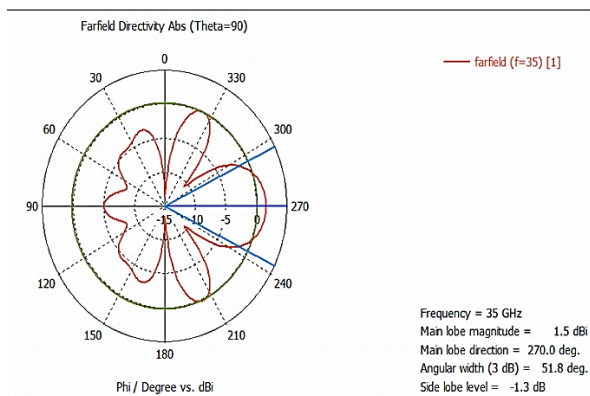


Рис. 13. ДН на частоте 35 ГГц, при $\theta = 90^\circ$

Теперь построим зависимость коэффициента усиления от частоты (рис. 14), а также зависимость ширины главного лепестка от частоты (рис. 15).

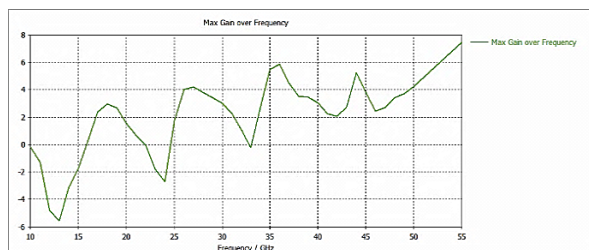


Рис. 14. Зависимость коэффициента усиления от частоты

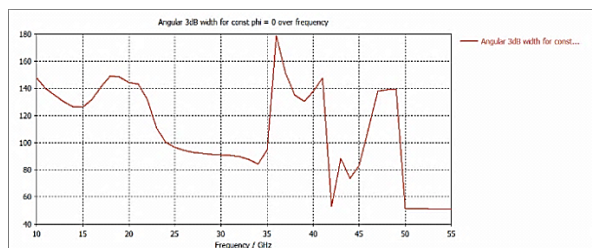


Рис. 15. Зависимость ширины главного лепестка от частоты

Таким образом видно, что при удлинении излучателя происходит уменьшение резонансной частоты, которое сопровождается формированием побочных диапазонов, хотя в данном случае их роль мала. Но по полученным результатам уже можно обнаружить то, что происходит увеличение резонансов.

Произведем увеличение длины до 18 мм, так 3D-модель излучателя приведена на рис. 16, S11 параметры на рис. 17.

Уже при длине излучателя в 18 мм произошло появление семи резонансов, из которых явными являются 4 диапазона, так их S11 параметры менее -5 дБ, эти частоты соответственно: основной резонанс – 34.345 ГГц, пер-

вый боковой резонанс – 29.589 ГГц, малоэффективные – 24.692 ГГц, 39.101 ГГц.

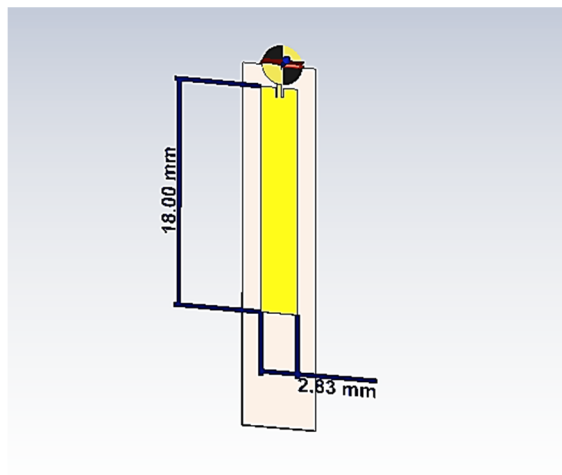


Рис. 16. 3D-модель излучателя с увеличенной длиной

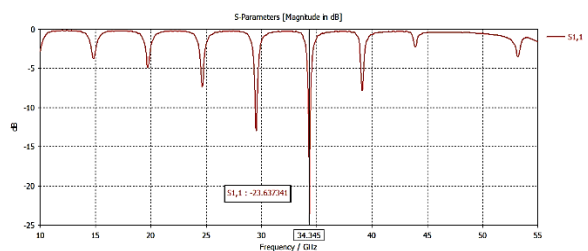


Рис. 17. S11 параметры излучателя

Также приведем диаграмму направленности для частоты главного резонанса – 34.345 ГГц при угле $\varphi = 90^\circ$ (рис.18), $\theta = 90^\circ$ (рис. 19).

Также для удобства изучения зависимости коэффициента усиления от частоты и ширины главного лепестка построим эти графики (рис. 20, 21), по которым видно, как изменяется коэффициент усиления и ширина главного лепестка, так антенна становится более направленной при увеличении длины излучателя.

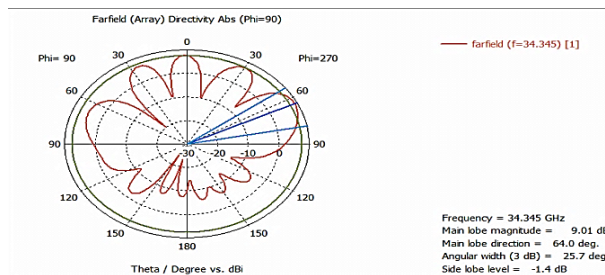


Рис. 18. ДН при угле $\varphi = 90^\circ$ на частоте главного резонанса – 34.345 ГГц

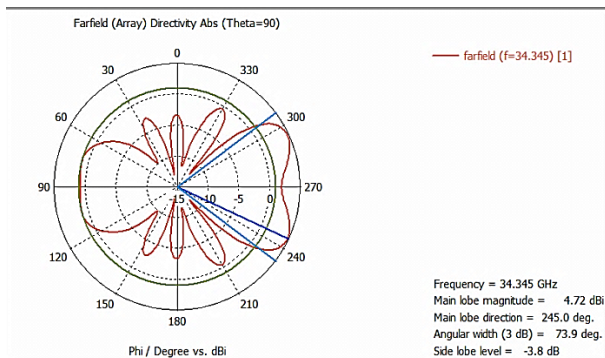


Рис. 19. ДН при угле $\theta = 90^\circ$ на частоте главного резонанса – 34.345 ГГц

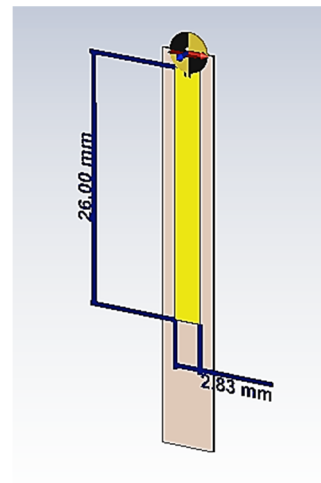


Рис. 22. 3D-модель излучателя с увеличенной до 26 мм длиной

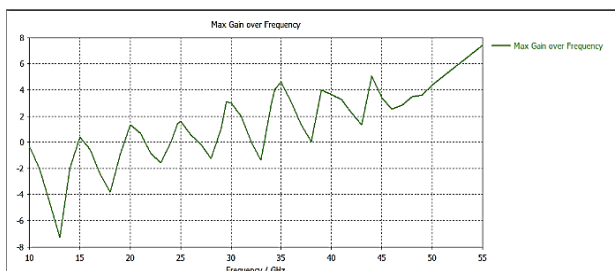


Рис. 20. Зависимость коэффициента усиления от частоты

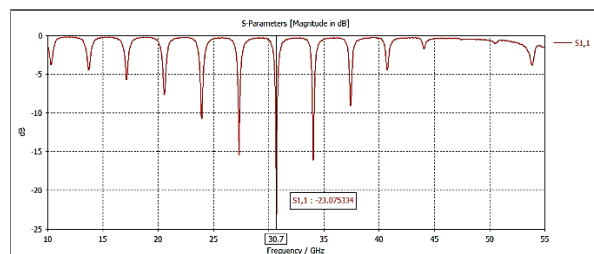


Рис. 23. График S11 параметра

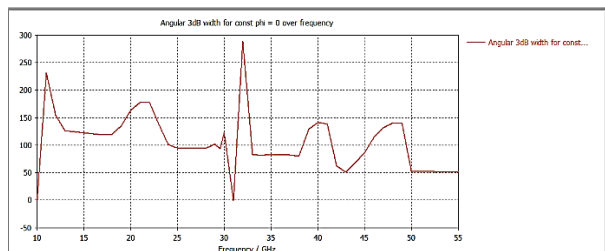


Рис. 21. Зависимость ширины первого лепестка от частоты

Таким образом заметно, что удлинение патча на n число длин волн приводит к формированию побочных (боковых) рабочих частот, что позволяет произвести оптимизацию и доработку антенны, что позволит излучать/принимать сигнал в нескольких диапазонах частот.

Увеличим длину излучателя до 26 мм (рисунок 22), при этом уже сформируется достаточно интересная картина резонансов на графике S11 (рис. 23), по которому видно, что центральный резонанс – частота 30.7 ГГц, первые боковые диапазоны – 27.34 ГГц и 34.01 ГГц, вторые боковые диапазоны – 23.94 ГГц и 37.42 ГГц, также побочными являются 20.58 ГГц, 17.13 ГГц.

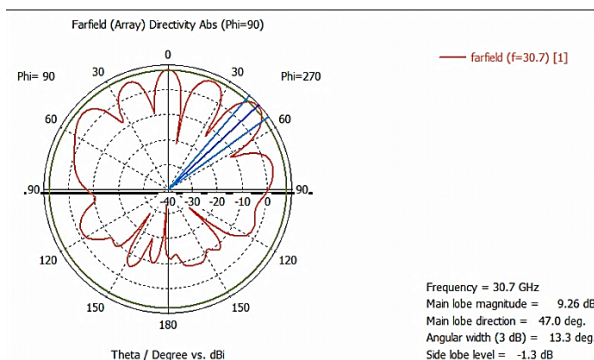


Рис. 24. Диаграмма направленности при $\varphi = 90^\circ$

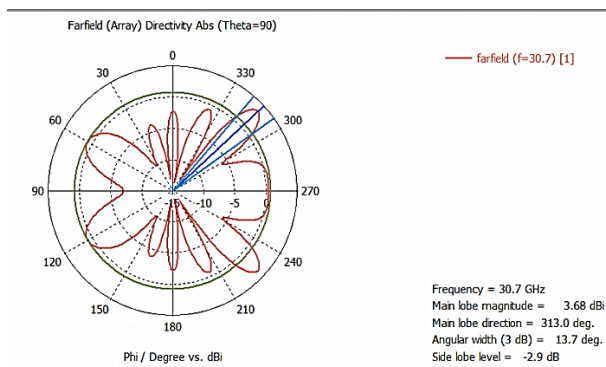


Рис. 25. Диаграмма направленности при $\theta = 90^\circ$

Построим графики зависимости коэффициента усиления от частоты (рис. 26); ширины главного лепестка (рис. 27).

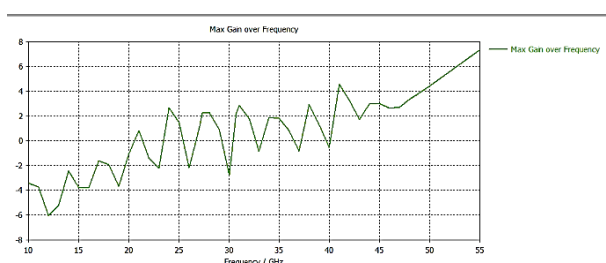


Рис. 26. Зависимость коэффициента усиления от частоты

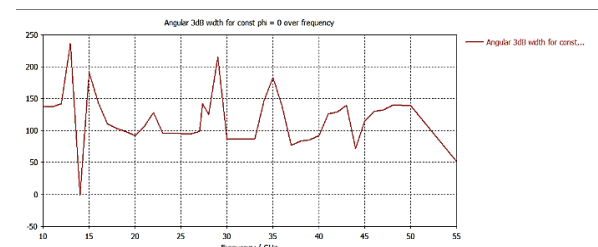


Рис. 27. Ширина главного лепестка в зависимости от частоты

Таким образом, по результатам исследования видно, что увеличение длины излучателя приводит к формированию новых резонансных

частот, дополнительных лепестков на диаграмме направленности. Если произвести грамотную оптимизацию и настройку длины излучателя, можно сформировать такую антенну, которая позволит излучать/принимать сигнал в нескольких диапазонах, что является достаточно важной задачей, так как это позволит уменьшить число антенн в процессе реализации устройств.

Литература

1. John L. Volakis, Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition, McGraw-Hill Education: New York, 2007, 1755 p.
2. Thomas A. Milligan, Modern Antenna Design, 2nd Edition, Wiley-IEEE Press, 2005, 632 p.
3. Handbook of antennas in wireless communications. Ed. by L.C. Godara. Boca Raton: CRC Press LLC. 2002. 889 p.
4. Бобылкин И.С., Макаров О.Ю. Оптимизация тепловых характеристик при проектировании конструкций радиоэлектронных средств // Надежность и качество: тр. междунар. симпозиума. 2013. Т. 2. С. 121-122.
5. Procedure of complex analysis of mechanical properties of printed circuit boards in electronic modules/ A.V. Turetsky, O.Y. Makarov, M.A. Romashchenko, P.P. Churakov, I.S. Bobylkin // International journal of control theory and applications. 2016. V. 9. № 30. pp. 227-239.
6. Бобылкин И.С., Макаров О.Ю., Шуваев В.А. Основные методики решения задач оптимального теплового проектирования конструкций радиоэлектронных средств// Вестник Воронежского государственного технического университета. 2014. Т. 4. № 2. С. 47-52.
7. Методика проектирования синтезатора частот прямого цифрового синтеза на базе ПЛИС / А.А. Пирогов, Е.А. Бочаров, Э.В. Сёмка, О.Ю. Макаров // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2018. Т. 14. № 6. С. 108-116.
8. Пирогов А.А., Буслаев А.Б., Костюков А.С. Разработка моделей и алгоритмов проектирования цифровых устройств с использованием программируемых логических интегральных схем// Вестник Воронежского государственного технического университета. 2018. Т. 14. № 4. С. 88-95.

Поступила 21.02.2020; принята к публикации 25.03.2020

Информация об авторах

- Фёдоров Сергей Михайлович** – канд. техн. наук, доцент кафедры радиоэлектронных устройств и систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru
- Ищенко Евгений Алексеевич** – студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru
- Сиваш Михаил Александрович** – студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: sivmikka@yandex.ru
- Зеленин Иван Алексеевич** – старший преподаватель кафедры радиоэлектронных устройств и систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. +7(473)243-77-29

INVESTIGATION OF THE EFFECT OF THE PATCH EMITTER LENGTH ON ITS CHARACTERISTICS

S.M. Fyedorov, E.A. Ishchenko, M.A. Sivash, I.A. Zelenin

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the article considers the effect of the length of the microstrip rectangular patch emitter on the number of operating ranges, the resonance characteristic, and the radiation pattern. The study was conducted on the basis of data obtained in the simulation process. The article describes the basic rules for calculating and selecting the dielectric material for a microstrip patch antenna configured to receive a signal at 37 GHz, which corresponds to one of the fifth-generation communication standards (5G). The simulation was performed using two programs – Antenna Magus, which was used for automated calculation of the radiator's geometric parameters; CST Studio Suite for modeling the basic resonant characteristics of the antenna and building directional diagrams. Based on the results obtained, conclusions were drawn about the possibility of forming additional frequency ranges. It was also determined the offset of the main operating frequency, which has a minimum value of return loss and voltage standing wave ratio. The results of modeling are presented in the form of three-dimensional models of emitters, return loss graphs (S11 parameters), rules for converting S11 values to VSWR, directional diagrams in polar coordinates, and the dependence of the max gain and the angular 3dB width of the main lobe on the frequency

Key words: patch emitter, microstrip patch antenna, resonance characteristics, 5G, Antenna Magus, CST Studio Suite

References

1. Volakis J.L. “Antenna engineering handbook”, New York, McGraw-Hill Education, 2007, 1755 p.
2. Milligan T.A. “Modern antenna design”, Wiley-IEEE Press, 2005, 632 p.
3. Ed. by Godara L.C. “Handbook of antennas in wireless communications”, Boca Raton: CRC Press LLC, 2002, 889 p.
4. Babykin I.S., Makarov O.Yu. “Optimization of thermal performance in the design of radio electronic facilities”, *Proc. of the International Symposium Reliability and Quality (Nadezhnost' i kachestvo: tr.mezhdunar. simpoziuma)*, 2013, vol. 2, pp. 121-122
5. Turetsky A.V., Makarov O.Y., Romashchenko M.A., Churakov P.P., Bobylkin I.S. “Procedure of complex analysis of mechanical properties of printed circuit boards in electronic modules”, *International Journal of Control Theory and Applications*, 2016, vol. 9, no. 30, pp. 227-239
6. Bobylkin I.S., Makarov O.Yu., Shuvaev V.A. “Basic methods for solving problems of optimal thermal design of radio-electronic equipment structures”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2014, vol. 4, no. 2, pp. 47-52
7. Pirogov A.A., Bocharov E.A., Syemka E.V., Makarov O.Yu. “Method of designing a direct digital synthesis frequency synthesizer based on FPGA”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2018, vol. 14, no. 6, pp. 108-116.
8. Pirogov A.A., Buslaev A.B., Kostyukov A.S. “Development of models and algorithms for designing digital devices using programmable logic integrated circuits”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2018, vol. 14, no. 4, pp. 88-95.

Submitted 21.02.2020; revised 25.03.2020

Information about the authors

Sergey M. Fyedorov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru
Evgeniy A. Ishchenko, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru
Mikhail A. Sivash, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473) 243-77-29, e-mail: sivmikha@yandex.ru
Ivan A. Zelenin, Assistant Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)243-77-29

РЕЗУЛЬТАТЫ НАТУРНЫХ ИСПЫТАНИЙ ВАРИАНТОВ РАДИОПЕЛЕНГАТОРНЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ ДЛЯ МАЛОГО БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

П.В. Першин

АО «ИРКОС», г. Москва, Россия

Аннотация: представлены результаты натурных испытаний по пеленгованию и локализации наземных источников радиоизлучения с помощью нескольких вариантов антенных систем, предназначенных для размещения на малом беспилотном летательном аппарате в составе малогабаритной широкодиапазонной станции радиоконтроля. Рассмотрены одноярусный и двухъярусный варианты антенных систем. Показано, что исследуемый вариант макета двухъярусной антенной системы обеспечивает возможность пеленгования источников радиоизлучения в диапазоне частот от 110 до 3000 МГц по азимуту и углу места при заданных массогабаритных показателях. При этом увеличение угла места от 0 до 40 градусов приводит к значительному увеличению среднеквадратического отклонения (СКО) пеленгования с 2 до 5 градусов. На примере одноярусной антенной системы АС-НП1 показана возможность локализации наземных источников радиоизлучения однопозиционным методом. Выявлена зависимость систематической ошибки определения наземных координат источника радиоизлучения в зависимости от текущего набора значений частота-азимут-угол места. Экспериментально показано, что данная ошибка может быть уменьшена за счет использования специальных режимов движений беспилотного летательного аппарата, и итоговое СКО работы радиопеленгатора в условиях отсутствия аномальных ошибок составляет 2 – 3 градуса в зависимости от диапазона частот

Ключевые слова: антенная система, радиопеленгация, малый беспилотный летательный аппарат, однопозиционная локализация, система навигации

Введение

Важной задачей при осуществлении мероприятий по радиоконтролю является пеленгование и определение местоположения источника радиоизлучения (ИРИ), эффективность решения которой в значительной степени определяется техническими характеристиками используемого оборудования. При осуществлении мероприятий по радиоконтролю часто объектом может быть не отдельно стоящее здание, а целый комплекс, включающий в себя строения и лесопарковые зоны. В таких условиях высокую эффективность решения задачи локализации ИРИ показывают мобильные и носимые средства радиоконтроля [1, 2].

В настоящее время в связи со снижением стоимости, увеличением полезной нагрузки малых беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), уменьшением массогабаритных показателей аппаратуры радиоконтроля получили развитие технические решения, использующие БПЛА в качестве носителя аппаратуры радиоконтроля.

В настоящей работе проведен анализ результатов натурных испытаний по пеленгованию и локализации наземных ИРИ радиопеленгатором АРТИКУЛ-В1 с пеленгационной антенной решеткой АРК-НП1 [2] и результаты проверки точности пеленгования макета двух-

ярусной антенной системы [3] при размещении на БПЛА вертолетного типа (БПВ).

Варианты реализации антенных систем для БПЛА

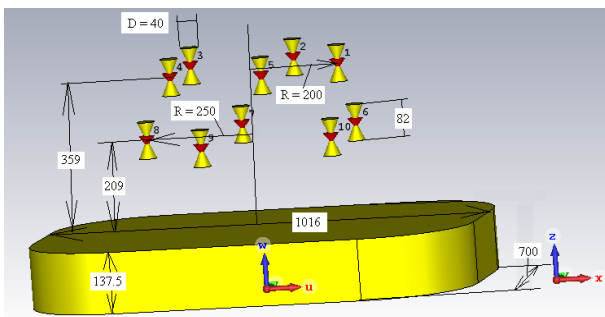
Рассматриваемые в данной работе варианты антенных систем предназначены для бортовой малогабаритной широкодиапазонной станции [4] с рабочим диапазоном частот от 100 до 3000 МГц, которая предназначена для пеленгования сигналов с вертикальной поляризацией по азимуту и углу места при СКО пеленга не более 2°. При этом антенная система должна размещаться на платформе размерами 1016×700×137,5 мм³ (длина×ширина×высота), иметь высоту не более 400 мм и массу не более 10 кг.

Для реализации заданных требований рассматривалось два основных варианта реализации антенной системы. В первом варианте предполагалось использовать разработанную ранее одноярусную антенную систему АС-НП1 [2], состоящую из одной литеры антенных элементов и обеспечивающую азимутальное пеленгование радиосигналов в диапазоне радиочастот от 110 МГц до 3000 МГц. В данной антенной системе все антенные элементы размещены в одной плоскости, что может отразиться на точности пеленгования в угломестной плоскости.

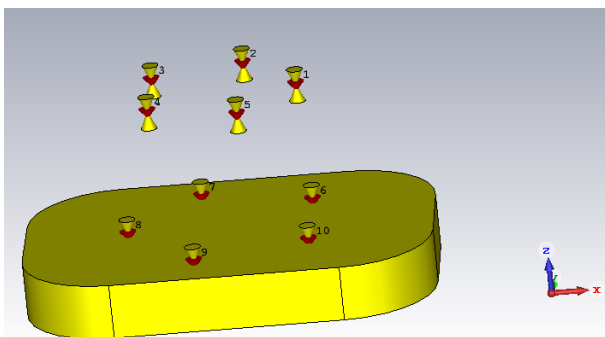
В качестве альтернативного варианта реализации антенной системы рассмотрены различные варианты реализации двухъярусной

антенной решетки, состоящие из двух кольцевых подрешеток по 5 элементов в каждой. Угол между фазовым центром элемента решетки с меньшим значением радиуса и фазовыми центрами двух ближайших антенных элементов подрешетки с большим значением радиуса составил около 90° из соображения минимизации уровня боковых лепестков антенной решетки в рабочей полосе частот.

При проектировании двухъярусной антенной системы, модель которой представлена на рис. 1а, принимались следующие соображения. С точки зрения минимизации уровня кроссполаризованных составляющих (φ – компоненты поля) желательно использовать симметричные электрические вибраторы. При пеленговании источников с θ – поляризацией погрешность оценки угловых координат доходит до 5 градусов; при преобладании φ – компоненты поля в низкочастотной области рассматриваемого диапазона возможны грубые промахи в оценке угловых координат источников радиоизлучения. Для минимизации высоты антенной системы предпочтительнее формировать подрешетку с большим значением радиуса из несимметричных антенных элементов, запитанных относительно металлизированной платформы БПЛА (рис. 1б).



а – симметричные вибраторы



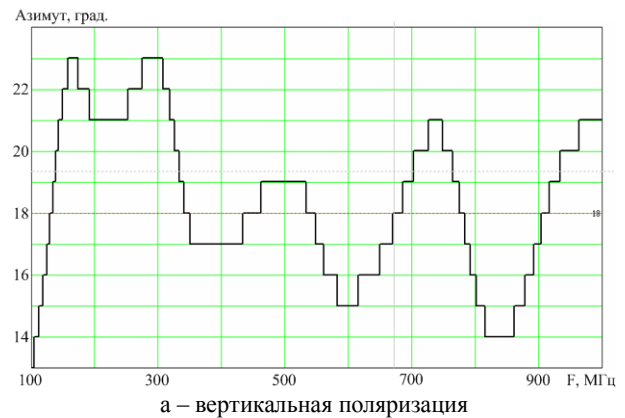
б – несимметричные вибраторы

Рис. 1. Модель двухъярусной антенной решетки

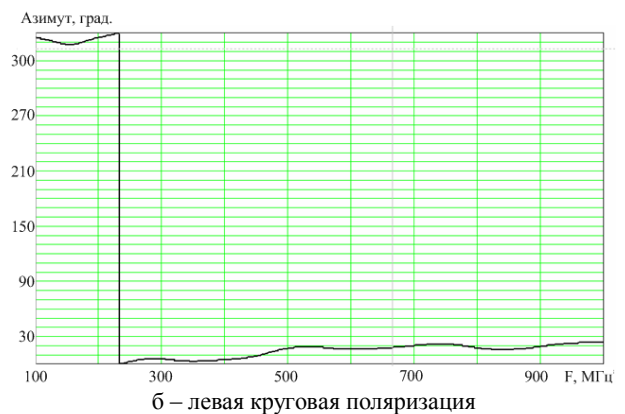
Среди различных вариантов реализации по совокупности факторов была выбрана двух-

ярусная антенная система с симметричными вибраторами. Антенная система состоит из двух кольцевых антенных подрешеток с радиусами 200 мм и 350 мм, разнесенных по вертикали на 150 мм. Каждая подрешетка состоит из пяти биконических вибраторов высотой 82 мм и диаметром основания 40 мм, расположенных в шахматном порядке относительно друг друга.

Возможность применения предлагаемого варианта антенной системы для пеленгования корреляционно-интерферометрическим способом была проверена с помощью численного эксперимента, результаты которого представлены на рис. 2. Эксперимент осуществлялся для истинных значений азимута равному 18° и угла места равному 45° при облучении ЭМВ с вертикальной и левой круговой поляризациями в диапазоне частот от 100 МГц до 1000 МГц.



а – вертикальная поляризация



б – левая круговая поляризация

Рис. 2. Результаты вычисления пеленга для двухъярусной антенной системы

Результаты натуральных испытаний

Результаты численного эксперимента показали возможность применения предлагаемой конструкции антенной системы для приема сигналов с вертикальной поляризацией. Поэтому был изготовлен макет двухъярусной антенной системы и проведены его натурные испытания.

При проведении испытаний макет антенной системы был размещен на технологическом приспособлении, имитирующем БПЛА вертолетного типа с возможностью установки различных углов места относительно излучателя (рис. 3).



Рис. 3. Макет антенной системы на приспособлении при угле наклона 0°

Результаты пеленгования в полевых условиях макета антенной системы показаны на рис. 4, 5 для разных углов наклона антенной системы. На рисунках по оси X отложен ази-

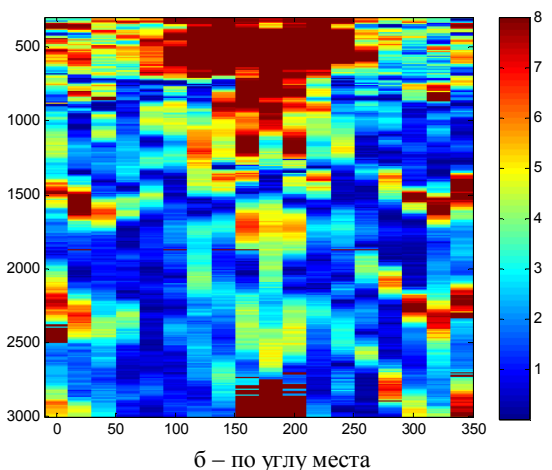
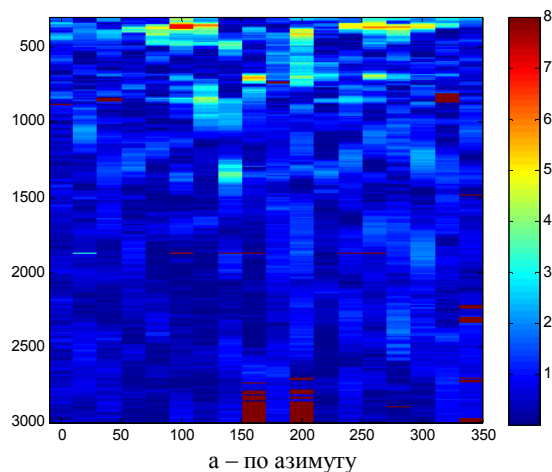


Рис. 4. Погрешности определения пеленга при угле наклона 0°

мут, по оси Y – частота в мегагерцах. Погрешность отображается цветом согласно легенде цветовых обозначений.

Из представленных результатов видно, что при угле наклона антенной системы 0° ошибка пеленгования по азимуту в среднем составляет 1 – 2 градуса, по углу места – 4 – 5 градусов. При угле наклона 40° ошибка существенно возрастает как по азимуту, так и по углу места.

Также были проведены эксперименты по оценке точности локализации ИРИ антенной системой АРК-НП1, расположенной на БПЛА вертолетного типа, при использовании одноэтапного метода локализации ИРИ [4]: определение координат точки пересечения двумерного пеленга с поверхностью Земли. Следует отметить, что ошибка локализации является результатом влияния суммы погрешностей: ошибки определения координат пеленгатора, ошибки определения углов ориентации пеленгатора, ошибки пеленгования, ошибки привязки временных шкал пеленгатора и комплекса навигации (КН) и т.п.

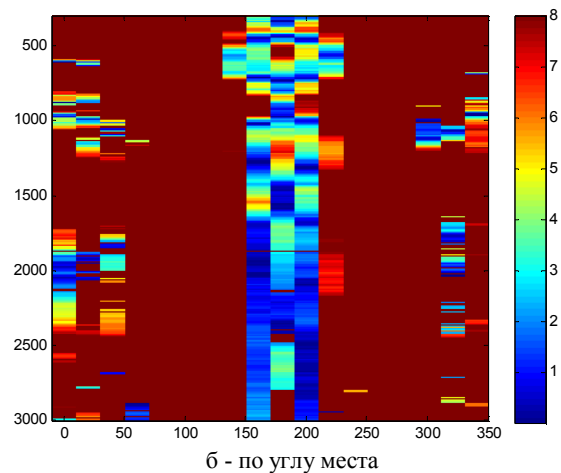
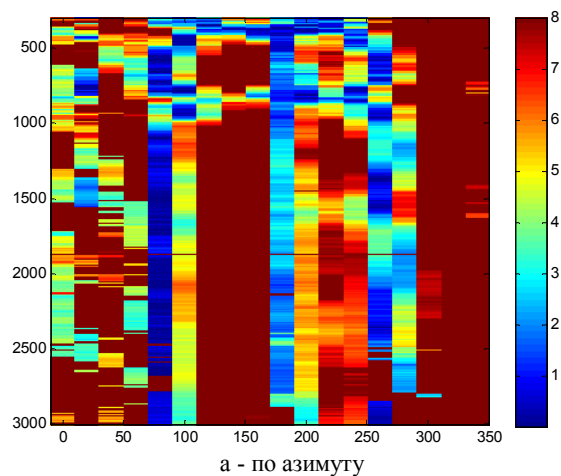


Рис. 5. Погрешности определения пеленга при угле наклона 40°

Фотография радиопеленгатора с антенной системой АРК-НП1, установленного на БПЛА во время проведения испытаний, показана на рис. 6.



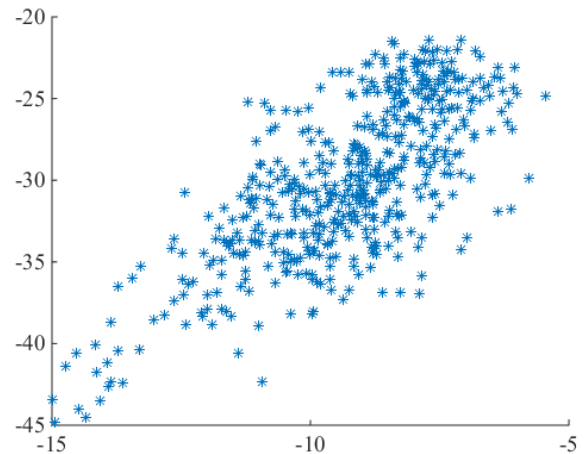
Рис. 6. Радиопеленгатор с антенной системой АС-НП1, размещенной на БПЛА

На рис. 7 показаны результаты локализации для двух реперов. Как непосредственно видно, ошибки носят случайный характер и могут быть осреднены по серии пеленгов. В то же время имеется систематические погрешности, связанные с систематическими ошибками работы пеленгационной решетки и бортового комплекса навигации.

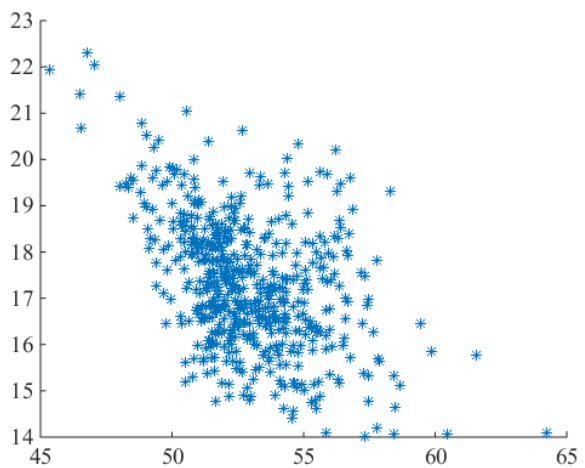
Из представленных на рис. 7 результатов можно выделить две группы ошибок. Случайные ошибки могут быть усреднены по серии пеленгов. Систематические погрешности, связанные с систематическими ошибками работы пеленгаторной системы, так и системы навигации, могут быть частично компенсированы за счет выбора типа движения БПЛА.

Данные по всем экспериментам представлены в табл. 1. В ней отражены средние за полет значения угла возвышения и азимута источника, наклонная дальность до источника, % пеленгов, не имеющих аномальных ошибок, СКО точности решения однопозиционной задачи. Частота радиосигнала реперов была в диапазоне 2551 МГц – 2557 МГц с разнесением 1 МГц.

Стоит ещё раз обратить внимание на то, что ошибки локализации одноэтапным методом определяются не только ошибками пеленгования, но и ошибками комплекса навигации. Разделить эти ошибки затруднительно, поэтому определить точность аппаратных пеленгов не представляется возможным. Можно лишь оценить точность СКО аппаратных пеленгов сверху, такая оценка представлена в девятом столбце табл. 1.



а - ИРИ № 1



б - ИРИ № 2

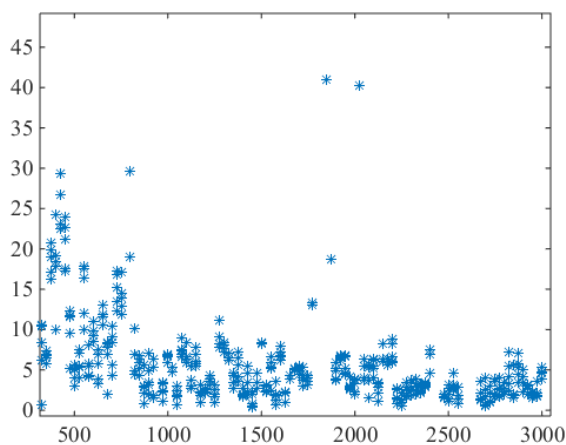
Рис. 7. Результаты локализации опорных ИРИ. По оси X – долгота в ЛСК, м, по оси Y – широта в ЛСК, м

Таблица 1
Определение координат одноэтапным методом

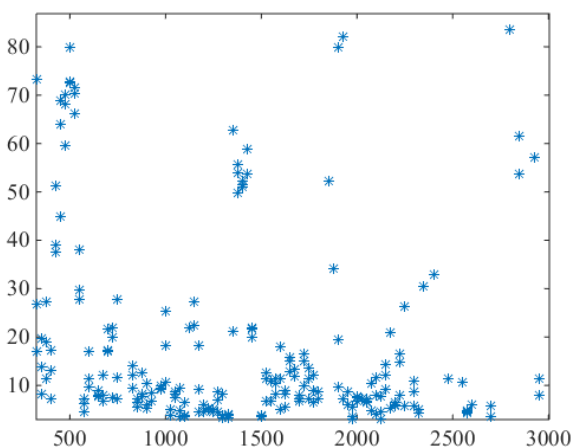
№	Угол возвышения	Азимут	Наклонная дальность	Долгота в локальной СК	Широта в локальной СК	Процент валидных пеленгов	СКО в плане, м	Оценка СКО пеленгования, Гр
1.1	-39,2	-163,0	65,7	-1	-9,1	100	5,1	3,9
1.2	-50,5	12,2	78,1	5,1	1,5	90	3,4	1,8
1.3	-50,6	118,6	79,8	0,5	3,0	98	2,7	1,4
1.4	-72	12	Полученные данные невалидны					
ТГ1	-53,1	12,1	100,0	6,5	5,0	86	7,8	2,1
2.1	-54,8	-167,6	151	15,8	6,8	97	6,7	2,3
2.2	-58,3	-67,4	149	6,3	-12,8	65	6,7	2,3
2.3	-58,0	92,4	162,6	13,1	-5,4	87	7,4	2,1
2.4	-79	12	Полученные данные невалидны					
2.5	-64,1	18,1	154,0	11,6	-11,3	47	14,8	4,8
2.6	-45,8	14,1	199,0	6,9	-4,5	99	7,4	1,4
2.7	-36,5	13,2	235,5	2,2	-6,8	99	12,1	1,7
ТГ2	-62,4	12,0	159,6	8,4	-8,1	63	15,3	4,6

В каждом из экспериментов один из реперов, в строках таблицы обозначенный как ТГ (тестовый генератор), работал с перестройкой по частоте от 300 МГц до 3 ГГц. На рис. 8 отображены точности решения одноэтапной задачи в зависимости от частоты.

Как видно из результатов, представленных на рис. 8, и данных, приведенных для реперов с перестройкой по частоте в табл. 1, имеется существенное различие в характеристиках работы антенной системы в зависимости от угла возвышения пеленга. Для репера ТГ1 со средним углом наклона -53° валидные данные имеются почти по всему исследованному диапазону (86% валидных данных суммарно), в то время как для репера ТГ2 со средним углом наклона -62° имеются значительные диапазоны, в которых валидные данные отсутствуют (63% валидных данных суммарно).



а - угол наклона пеленга $-53,1^\circ$, наклонная дальность 100 м



б - угол наклона пеленга $-62,4^\circ$, наклонная дальность 159,6 м

Рис. 8. Погрешность локализации одноэтапным методом.
По оси X – частота радиосигнала, МГц.
По оси Y – ошибка в плане

Исходя из приведенных данных, можно сделать предварительный вывод, что работоспособность пеленгационной системы сохраняется при углах возвышения не ниже -65° , при этом при планировании работы пеленгационной аппаратуры следует рекомендовать ограничение в -50° по углу возвышения с допустимыми углами до -55° .

При пеленговании возможны систематические ошибки, определяемые текущим набором значений частота-азимут-угол места. Компенсация систематических погрешностей такого типа возможна, если организовать пеленгование при вращении БПЛА. В этом случае результат определяется как среднее за цикл по всему кругу 360° .

Данное предположение было проверено экспериментально. Средний угол места составлял $-48,3^\circ$, наклонная дальность 120,4 м. Было проведено 11 циклов вращений по 360° . Результаты эксперимента представлены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты пеленгования в режиме «зависание с вращением»

№	Число валидных пеленгов	X	Y	СКО X	СКО Y	СКО в плане
1	696	29,93	76,06	2,85	6,06	6,70
2	451	29,86	76,29	3,60	5,06	6,21
3	354	31,45	77,15	3,39	4,73	5,82
4	284	30,77	74,21	6,31	7,48	9,78
5	216	32,31	73,20	4,04	5,35	6,71
6	368	30,76	76,50	3,31	5,32	6,27
7	286	31,03	76,85	3,67	5,48	6,59
8	204	30,27	75,92	4,51	5,09	6,80
9	206	28,65	79,44	5,52	7,10	8,99
10	181	30,72	75,83	5,23	6,71	8,50
11	243	31,62	74,14	5,99	6,39	8,76
Средние значения		30,67	75,96	4,40	5,89	7,38
СКО значений в циклах				0,99	1,69	1,96

Среднее СКО местоопределения для валидных пеленгов составило 7,4 м, СКО для оценок по циклам – 2,0 м. Этот результат свидетельствует, что используя режим полета зависание с вращением можно существенно понизить уровень систематических погрешностей, которые не могут быть усреднены при зависании без вращения.

Заключение

Таким образом, ошибка пеленгования по азимуту двухъярусной антенной системы при угле наклона антенной системы 0° в среднем составляет 1 - 2 градуса, по углу места – 4 - 5 градусов. При угле наклона 40° ошибка существенно возрастает как по азимуту, так и по углу места.

Точность работы радиопеленгатора Артикул-В1 с антенной системой АС-НП1 в условиях отсутствия аномальных ошибок составляет приблизительно $2^\circ - 3^\circ$ СКО в зависимости от диапазона. Это результат влияния суммы погрешностей за неточность определения координат пеленгатора, неточность определения углов ориентации пеленгатора, неточностью пеленгования, не точность привязки временных шкал пеленгатора и КН и т.п.

Точность решения задачи локализации ИРИ может быть повышена за счет использования специальных режимов движений БПВ типа зависания с вращением.

Литература

1. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А.

Автоматизированные системы радиоконтроля и их компоненты. М.: Горячая линия - Телеком, 2017. 424 с.

2. Портативный панорамный радиопеленгатор "Артикул-Н1" – эффективное средство для поиска технических каналов утечки информации на границах контролируемой зоны / А.С. Авдюшин, В.А. Козьмин, П.В. Першин, А.М. Рембовский // Актуальные вопросы информационной безопасности региона в условиях модернизации общества и внедрения новых технологий: материалы регион. науч.-практ. конф. Волгоград: ВолГУ, 2011. С. 178 – 182.

3. Ашихмин А.В., Першин П.В., Федоров С.М. Пеленгование с использованием модели, в которой наблюдаемое поле является суперпозицией плоской падающей волны и рассеянных сферических волн, создаваемых блестящими точками на корпусе рассеивателя. // Вестник Воронежского института МВД России. 2018. № 3. С. 70 – 76.

4. Бортовая малогабаритная широкодиапазонная станция радиоконтроля / А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин, И.Б. Крыжко, П.В. Першин, А.Б. Токарев // Радиолокация, навигация, связь: сб. тр. XXIV Междунар. науч.-техн. конф., 2018. Т. 2. С. 375 – 382.

Поступила 28.02.2020; принята к публикации 27.03.2020

Информация об авторах

Першин Павел Викторович – ведущий инженер, АО «Иркос» (129626, Россия, г. Москва, а/я 30), тел. +7(915)587-43-25

RESULTS OF NATURAL TESTS OF DIFFERENT RADIOPELEGATOR ANTENNA SYSTEMS FOR A SMALL DRONE

P.V. Pershin

JSC "IRCOS", Moscow, Russia

Abstract: the article presents the field test results of direction-finding and localization of the ground-based radio emission sources using a different antenna systems variants for a small-size wide-scale radio monitoring station placed on a drone. We considered the single-stage and two-stage variants of antenna systems. The study shows that the studied version of the layout of the two-stage antenna system provides the possibility of direction finding of radio emission sources in the frequency range from 110 to 3000 MHz in azimuth and elevation at given mass and dimensional parameters. Increasing of the elevation from 0 to 40 degrees leads to a direction finding error significant increase of direction finding from 2 to 5 degrees. The study shows the localization possibility of the ground-based radio emission sources using the one-position method with an AS-HP1 single-stage antenna system. The dependency of the radio emission source localization error is revealed depending on the current set of the frequency-azimuth-elevation angle values. The localization error reducing possibility by using of drone special motion modes is experimentally shown, and the final standard deviation of the radio direction finder error in the absence of anomalous errors is 2–3 degrees, depending on the frequency range

Key words: antenna array, radio direction finding, small drone, one-point localization, navigation system

References

1. Rembovskiy A.M., Ashikhmin A.V., Koz'min V.A. "Automated radio monitoring systems and their components" ("Avtomatizirovannye sistemy radiokontrolya i ikh komponenty"), Moscow, Goryachaya liniya - Telekom, 2017, 424 p.
2. Avdyushin A.S., Koz'min V.A., Pershin P.V., Rembovskiy A.M. "Portable panoramic direction finder "Artikel-H1" is an effective tool for finding technical channels for information leakage at the borders of the controlled area", *Actual Issues of Information Security of the Region in the Context of Modernization of Society and the introduction of new Technologies: Materials of the Regional Scientific-Practical Conference (Aktual'nye voprosy informatsionnoy bezopasnosti regiona v usloviyakh modernizatsii obshchestva i vnedreniya novykh tekhnologiy: materialy region. nauch.-prakt. konf.)*, Volgograd, VolGU, 2011, pp. 178–182.
3. Ashikhmin A.V., Pershin P.V., Fedorov S.M. "Direction finding with use of the model in which observed field is superposition of a plane falling wave and scattered spherical waves generated by shining points on the scatterer case", *Bulletin of Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia (Vestnik Voronezhskogo instituta MVD Rossii)*, 2018, no. 3, pp. 70–76.
4. Ashikhmin A.V., Koz'min V.A., Kryzhko I.B., Pershin P.V., Tokarev A.B. "Board small-size wide-scale radio monitoring station", *Proc. of the XXIV International Scientific and Technical Conference «Radar, Navigation, Communications» (Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz': sb. tr. XXIV Mezhdunar. nauch.-tekhn. konf.)*, 2018, vol. 2, pp. 375–382.

Submitted 28.02.2020; revised 27.03.2020

Information about the authors

Pavel V. Pershin, leading engineer, JSC "IRCOS" (P.O.Box 30, Moscow 129626, Russia), tel. +7(915)587-43-25

ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ВЫЧИСЛИТЕЛЯ НЕПРЕРЫВНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ, ПРЕДНАЗНАЧЕННОГО ДЛЯ РАБОТЫ В УСЛОВИЯХ АРКТИКИ

А.Б. Степанов¹, А.В. Помогалова¹, В.С. Грибанов^{1,2}, И.А. Богословский¹, Х.М.М. Айд¹

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия

²Производственно-конструкторское бюро «РИО», г. Санкт-Петербург, Россия

Аннотация: представлена разработка вычислителя непрерывного вейвлет-преобразования, предназначенного для работы в условиях низких температур (до -60 °С). В качестве элементной базы для реализации вычислителя рассматриваются микроконтроллеры MSP430G2553, ATmega328P и STM32F401RET6. Производится сравнение результатов вычисления непрерывного вейвлет-преобразования, полученных с применением этих микроконтроллеров с учетом их тактовых частот и ограниченного объема внутренней памяти. Получены и проанализированы зависимости скорости вычисления непрерывного вейвлет-преобразования на микроконтроллерах при различных длинах сигналов и с различными способами использования вейвлета в алгоритме: при его загрузке из внутренней памяти микроконтроллера и при его вычислении непосредственно на микроконтроллере. Во всех экспериментах в качестве анализируемых сигналов используются фрагменты электроэнцефалограммы с частотой дискретизации 250 Гц. Приводятся описание устройства и функциональные схемы вычислителя непрерывного вейвлет-преобразования, разработанные для различных видов испытаний: для оценки скорости вычисления непрерывного вейвлет-преобразования и для испытания устройства при работе в условиях низких температур. Проводится оценка результатов испытания вычислителя в климатической камере. В результате проведенных исследований показано, что среди рассмотренных устройств микроконтроллер STM32F401RET6 лучше других подходит для вычисления непрерывного вейвлет-преобразования. При его использовании для обработки фрагмента электроэнцефалограммы длиной 1 с. (250 отсчетов) потребовалось 0,57 с. При этом обеспечивалось сохранение информативности вейвлет-спектрограммы. При обработке фрагмента сигнала длиной 4500 отсчетов с вычислением вейвлета непосредственно на микроконтроллере потребовалось 2516,84 с. Проведенные исследования в климатической камере показали, что разработанное устройство с установленным аккумулятором емкостью 20 А·ч проработало при температуре ниже -40 °С 129 минут, из них 101 минуту при температуре -60 °С. Этого времени достаточно для проведения электрокардиологических или электроэнцефалографических исследований у 5 человек

Ключевые слова: непрерывное вейвлет-преобразование, вычислитель, реализация, микроконтроллер, Арктика

Введение

Второе десятилетие XXI века может считаться началом нового этапа в освоении территорий Арктики [1]. Для реализации этой задачи требуется создание новых технических средств, разработанных на базе новых технологий.

Обзор современных систем позволяет сделать выводы о том, что большинство разработок направлены на изучение рельефов местности, а также обеспечения подводной навигации в районах Арктики и Антарктики [2]. Активно ведется создание систем радиовещания для экстренного информирования и изучения явлений в рамках развития Арктической зоны [3]. В связи с отдаленностью и специфическими условиями местности также активно развиваются и разрабатываются батареи высокой емкости для длительного использования [4]. Данные разра-

ботки являются крайне важными с учетом сложности добычи и производства электроэнергии в столь отдаленных местностях. Активно развиваются области разработки и обеспечения средств связи, анализа погодных условий, а также состояния ледников. Однако стоит выделить еще одно актуальное направление, развитие которого необходимо в условиях Арктики и Антарктики – медицинское. Согласно исследованиям, сложные погодные условия оказывают ощутимое влияние на здоровье работников станций [5–7]. Для решения данного ряда проблем проводятся специальные форумы по изучению вопросов развития областей Арктики, где обсуждаются проблемы медицинского обеспечения, навигации и общего развития региона. Результатами подобных мероприятий являются проекты по разработке технологий, направленных на лечение обморожений и ожогов в условиях Арктики [8].

Особое внимание следует уделить развитию комплексов, предназначенных для автома-

тического анализа биомедицинских сигналов, к которым относятся электрокардиограмма (ЭКГ) и электроэнцефалограмма (ЭЭГ) [9]. Для этого могут применяться алгоритмы, основанные на использовании частотно-временного анализа сигналов и базирующиеся на применении непрерывного вейвлет-преобразования. При выполнении анализа сигналов оцениваются вейвлет-коэффициенты, полученные для значений масштаба, соответствующих основным частотам искомого графоэлемента.

Целью данной работы является разработка вычислителя непрерывного вейвлет-преобразования (НВП), который может служить основой для реализации систем автоматического анализа биомедицинских сигналов. Данная работа является продолжением проведенных ранее исследований о возможности применения микроконтроллеров со сверхнизким энергопотреблением при реализации алгоритмов вычисления НВП [10], в которых были сделаны выводы о необходимости применения более производительной элементной базы. Также предлагается модифицированный вычислитель НВП, отличающийся от разработанного ранее, возможностью его применения на практике при обработке реальных сигналов.

Актуальность данной работы обусловлена необходимостью разработки современных устройств анализа биомедицинских сигналов, способных получать клиническое заключение автоматически, без участия врача, обладающего соответствующими компетенциями, что особенно важно в условиях изолированности работников Арктических станций и отсутствия возможности создания крупных медицинских центров.

В связи с необходимостью длительной работы устройства при нормальных температурных условиях и снижения энергопотребления при низких температурах эксплуатации в качестве элементной базы для реализации вычислителя НВП в данной работе рассматривается возможность применения микроконтроллеров.

В связи с этим для достижения поставленной цели – реализации вычислителя непрерывного вейвлет-преобразования на микроконтроллере, предназначенного для работы в условиях низких температур Арктики, необходимо решить комплекс задач:

1. Выбор метода реализации алгоритма вычисления непрерывного вейвлет-преобразования с учетом используемой элементной базы.

2. Оценка целесообразности использования микроконтроллера при реализации вычислителя НВП.

3. Реализация вычислителя НВП с применением различных типов микроконтроллеров и исследование их возможностей при вычислении вейвлет-коэффициентов.

4. Определение требований и разработка термокожуха, обеспечивающего работу микроконтроллера в Арктических условиях, являющегося частью вычислителя НВП.

5. Реализация термокожуха.

6. Разработка программы испытаний вычислителя НВП.

7. Проведение испытаний вычислителя в климатической камере.

Выбор метода реализации

В качестве элементной базы для реализации вычислителя непрерывного вейвлет-преобразования могут применяться следующие устройства:

- цифровые сигнальные процессоры;
- программируемые логические интегральные схемы;
- системы на кристалле;
- микроконтроллеры и др.

В данной работе предлагается рассмотреть возможность реализации алгоритмов вычисления НВП на микроконтроллерах. Как известно, микроконтроллеры обычно применяются для реализации систем управления. Однако современные микроконтроллеры, обладающие высокой производительностью, могут быть использованы и при реализации систем цифровой обработки сигналов. Анализируя рынок микроконтроллеров, можно выделить среди них устройства, обладающие сверхнизким энергопотреблением, и устройства, обладающие высокой производительностью. Поэтому при проведении исследований будут рассмотрены наиболее популярные модели, имеющие сверхнизкое энергопотребление или высокую производительность (MSP430G2553, ATmega328p и STM32F401RET6). Все эти устройства поддерживают работу с числами с фиксированной точкой. Проведенные одним из авторов исследования [11] показали, что несмотря на то, что для данных устройств могут быть использованы методы, основанные на дискретном вейвлет-преобразовании и на основе быстрого преобразования Фурье, для подобных устройств целесообразнее использовать метод

на основе взаимно-корреляционной функции сигнала и вейвлета. Рассмотрим данный алгоритм более подробно [11].

Как известно формула непрерывного вейвлет-преобразования имеет следующий вид [12]-[15]:

$$W(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \overline{\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} dt,$$

где $\psi(t)$ – вейвлет, a – значение масштаба, b – сдвиг.

Для реализации непрерывного вейвлет-преобразования на микроконтроллере с фиксированной точкой необходимо выполнить следующую замену $\psi_a(t) = \psi(-t/a)$.

Формула НВП принимает следующий вид:

$$W(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \overline{\psi_a(b-t)} dt.$$

При реализации алгоритма вычисления НВП будем использовать вещественный вейвлет, имеющий четную функцию, что позволяет представить формулы в следующем виде [15]:

$$\psi_a(t) = \psi(t/a),$$

$$W(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi_a(t-b) dt.$$

Далее с учетом перехода к дискретному нормированному времени получим:

$$W(p,m) = \frac{1}{\sqrt{p}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \psi_p(n-m),$$

где n – дискретные значения моментов времени, N – число отсчетов в сигнале и вейвлет-функции, $x(n)$ – дискретный анализируемый сигнал, $W(p,m)$ – дискретные значения вейвлет-коэффициентов, $\psi_p(n)$ – дискретная вейвлет-функция.

Данная формула представляет собой взаимно-корреляционную функцию анализируемого сигнала и вейвлета для различных значений масштаба и сдвига. При этом множитель $1/N$ не учитывается.

Оценка целесообразности применения микроконтроллеров

Применение микроконтроллера при реализации вычислителя НВП позволяет, с одной стороны, снизить энергопотребление, а с другой – позволяет задействовать широкий набор периферийных устройств, необходимых для дальнейшего развития проекта и модернизации вычислителя в устройство автоматического анализа сигналов с целью выявления в них информационных признаков. Использование цифровых сигнальных процессоров позволяет

получить более высокую производительность, но требует потребления большего количества энергии. Кроме того, как правило, они обладают меньшим набором периферийных устройств.

Рассмотрим возможность использования микроконтроллеров при реализации алгоритмов вычисления непрерывного вейвлет-преобразования. К сожалению, объем статьи не позволяет привести результаты применения всего многообразия данных устройств, представленных на рынке. В данной работе будут рассмотрены микроконтроллеры MSP430G2553, ATmega328P, STM32F401RET6.

Микроконтроллер MSP430G2553 позиционируется фирмой Texas Instruments, как микроконтроллер, обладающий сверхнизким энергопотреблением. При тактовой частоте 1 МГц он потребляет ток 230 мкА, а при максимальной тактовой частоте 16 МГц его энергопотребление составляет 4,8 мА. Среди рассмотренных в работе образцов данный микроконтроллер имеет наименьшее энергопотребление.

Микроконтроллер ATmega328P имеет средние показатели по энергопотреблению (10 мА) и производительности по сравнению с остальными устройствами.

Микроконтроллер STM32F401RET6 имеет наибольшее энергопотребление (146 мА) по сравнению с другими микроконтроллерами, но при этом обладает большей производительностью.

Для проведения экспериментов в качестве анализируемого сигнала выбран фрагмент электроэнцефалограммы с частотой дискретизации 250 Гц, содержащий веретена α -ритма. Длина сигнала составляет 4500 отсчетов (рис. 1, а), что соответствует 18 секундам электроэнцефалографической записи. Выбор длины сигнала определен в соответствии с типовой шириной экрана монитора физиолога при проведении визуального анализа ЭЭГ. Для оценки вычислительных характеристик микроконтроллеров на основе данного сигнала были сформированы фрагменты меньшей длины: 59 отсчетов, 85 отсчетов, 107 отсчетов, 359 отсчетов, 451 отсчет, 4500 отсчетов, что соответствует предельным значениям длин сигналов, которые могут обработать рассматриваемые микроконтроллеры при различных режимах вычисления НВП.

Для реализации алгоритма вычисления НВП на микроконтроллере целесообразно использовать вейвлет, имеющий формализованное представление. Среди традиционных се-

мейств вейвлетов можно выделить: вейвлет Мексиканская шляпа, вейвлет Морле и вейвлет Гаусса. При проведении всех экспериментов в данной работе был выбран вейвлет "Мексиканская шляпа". Выбор вейвлета обусловлен результатами исследований традиционных семейств вейвлетов при анализе электроэнцефалограммы [16]. Данный вейвлет является веще-

ственным и имеет четную ψ -функцию. На рис. 1, б показана вейвлет-спектрограмма, полученная с применением данного вейвлета. При этом при вычислении НВП и при построении графиков использовалась система MATLAB. Данный график будет использован для сравнения с вейвлет-спектрограммами, полученными при вычислении НВП на микроконтроллерах.

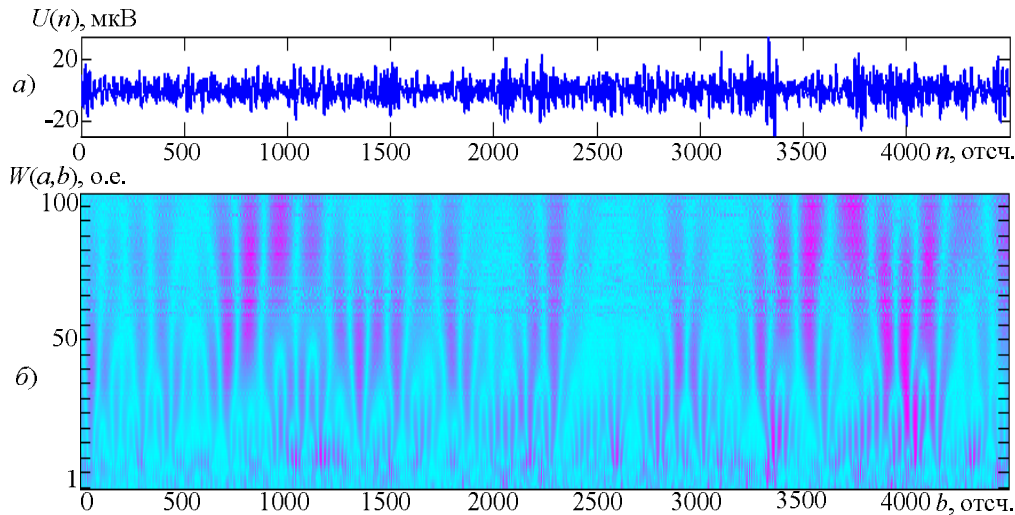


Рис. 1. Результаты непрерывного вейвлет-преобразования фрагмента электроэнцефалограммы: а) сигнал, б) вейвлет-спектрограмма

Реализация вычислителя НВП на микроконтроллерах

Для проведения первого вида исследований была использована функциональная схема, приведенная на рис. 2. Отладочная плата с запрограммированным микроконтроллером подключается к персональному компьютеру, на котором установлена система MATLAB. В первом эксперименте вычисленные значения вейвлета записывались в ПЗУ микроконтроллера. Сигнал, загруженный в память компьютера с помощью MATLAB через UART, подавался на отладочную плату. Загруженный в микроконтроллер сигнал обрабатывался согласно заданному алгоритму вычисления НВП на основе взаимно-корреляционной функции сигнала и вейвлета для различных значений масштаба и результаты через UART передавались на компьютер, где визуализировались в MATLAB в виде вейвлет-спектрограммы.

При проведении исследований оценивалось время вычисления непрерывного вейвлет-преобразования при использовании различных микроконтроллеров. В первом случае рассмат-

ривался алгоритм, при котором вейвлет загружался в ПЗУ микроконтроллера, что значительно увеличивало скорость вычисления НВП, но при этом сокращалось число отсчетов сигнала, которое может быть обработано.

В табл. 1 представлены временные затраты на вычисление НВП (с учетом и без учета времени загрузки сигнала в микроконтроллер) при построении матрицы вейвлет-коэффициентов размером $n \times n$, где n – длина сигнала. Анализируя данную таблицу можно отметить, что при использовании микроконтроллера MSP430G2553 максимальная длина обработанного сигнала 59 отсчетов, при использовании микроконтроллера ATmega328P – 85 отсчетов. При этом для обработки даже небольших фрагментов сигнала потребовалось значительное время. При использовании микроконтроллера STM32F401RET6 длина обработанного сигнала составила 359 отсчетов. Однако время вычисления превысило 8 с. Зависимости времени вычисления НВП от длины сигнала приведены на рис. 3 а, б, в для микроконтроллеров MSP430G2553, ATmega328P и STM32F401RET6 соответственно.

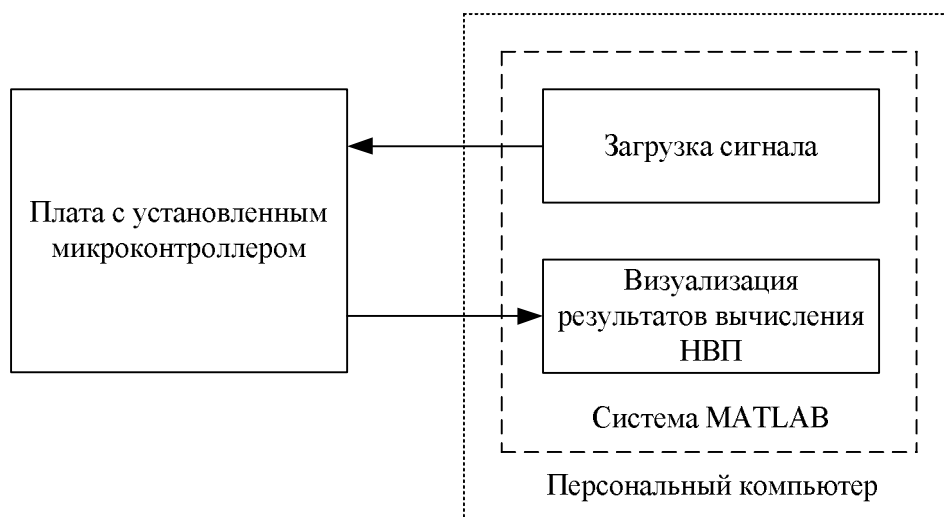


Рис. 2. Функциональная схема вычислителя НВП для первого вида исследований

В табл. 2 представлены временные затраты на вычисление НВП (с учетом и без учета времени загрузки сигнала в микроконтроллер) при построении матрицы вейвлет-коэффициентов размером $100 \times n$. Размер матрицы обусловлен максимальным значением выбранного масштаба $p=100$, что связано со спецификой анализа электроэнцефалографического сигнала и с частотой дискретизации. Данное значение масштаба является граничным для определения крупных деталей ЭЭГ (низкочастотных состав-

ляющих). Дальнейшее увеличение значений масштаба для выбранных частоты дискретизации и вейвлета нецелесообразно. Анализ полученных результатов позволяет отметить сокращение максимальной длины сигнала при обработке на микроконтроллерах MSP430G2553 и ATmega328P, а также значительное увеличение скорости обработки фрагмента сигнала заданной длины при использовании микроконтроллера STM32F401RET6.

Таблица 1

Вычисление НВП в виде матрицы $n \times n$ вейвлет-коэффициентов, значения вейвлета загружаются из ПЗУ

Длина сигнала, отсч.	Микроконтроллер, время вычисления НВП (с учетом времени загрузки сигнала/без учета времени загрузки сигнала), с.		
	MSP430G2553	ATmega328P	STM32F401RET6
8	0,305186 / 0,065186	0,039322 / 0,003766	0,002993 / 0,001743
16	1,152877 / 0,246210	0,169148 / 0,026927	0,008409 / 0,003687
25	2,757064 / 0,590397	0,419707 / 0,072486	0,018949 / 0,007664
50	10,809218 / 2,309218	2,374050 / 0,985162	0,079565 / 0,035294
59	15,354037 / 3,554037	3,863854 / 1,929966	0,114500 / 0,053042
75	- / -	7,872786 / 4,747787	0,197972 / 0,099013
85	- / -	11,391459 / 7,377570	0,264336 / 0,137426
100	- / -	- / -	0,388911 / 0,213564
150	- / -	- / -	1,048533 / 0,655304
200	- / -	- / -	2,179207 / 1,481290
250	- / -	- / -	3,896840 / 2,807430
300	- / -	- / -	6,330877 / 4,763169
350	- / -	- / -	9,589381 / 7,456569
359	- / -	- / -	10,259897 / 8,016147

Дальнейшее увеличение скорости вычисления НВП на микроконтроллерах может быть связано с уменьшением избыточности. С этой целью могут быть вычислены не все вейвлет-

коэффициенты для масштаба $p=1:1:100$ (с шагом 1), а вейвлет-коэффициенты для масштаба $p=1:2:100$ (с шагом 2). При этом информативность вейвлет-спектрограммы сохраняется. В

табл. 3 представлены временные затраты на вычисление НВП для 50 значений масштаба, полученные для $p=1:2:100$. Важно отметить, что при использовании микроконтроллера STM32F401RET6 время на обработку фрагмента сигнала длиной 250 отсчетов (1 с.) составило менее 1 с. (0,57 с.), что позволяет сделать вывод о его пригодности для использования при реализации системы автоматического анализа биомедицинских сигналов, имеющих частоту дискретизации не более 250 Гц.

В табл. 4–6 представлены результаты аналогичных вычислений, но полученные при ис-

пользовании алгоритма, при котором значения вейвлета рассчитываются микроконтроллером на основе заданной формулы. Такой подход позволяет освободить часть внутренней памяти микроконтроллера и таким образом увеличить длину обрабатываемого сигнала. Но при этом наблюдается значительное увеличение времени, затрачиваемого на вычисление НВП, что находит отражение в представленных таблицах и в графиках на рис. 3 *з, д, е*. Например, при использовании микроконтроллера STM32F401RET6 максимальная длина сигнала была увеличена до 4500 отсчетов (18 с.).

Таблица 2

Вычисление НВП в виде матрицы $100 \times n$ вейвлет-коэффициентов, $p=1:1:100$, значения вейвлета загружаются из ПЗУ

Длина сигнала, отсч.	Микроконтроллер, время вычисления НВП (с учетом времени загрузки сигнала/без учета времени загрузки сигнала), с.		
	MSP430G2553	ATmega328P	STM32F401RET6
8	3,424626 / 0,731293	0,539715 / 0,095271	0,020981 / 0,006953
16	6,848641 / 1,461975	1,083316 / 0,194427	0,042480 / 0,014425
25	10,702184 / 2,285517	1,696297 / 0,307409	0,068213 / 0,024376
50	- / -	4,770846 / 1,993069	0,155085 / 0,067411
75	- / -	- / -	0,263201 / 0,131691
100	- / -	- / -	0,388896 / 0,213549
150	- / -	- / -	0,700139 / 0,437118
200	- / -	- / -	1,093116 / 0,742422
250	- / -	- / -	1,565000 / 1,126632
300	- / -	- / -	2,117088 / 1,591046
359	- / -	- / -	2,746408 / 2,132693

Таблица 3

Вычисление НВП в виде матрицы $50 \times n$ вейвлет-коэффициентов, $p=1:2:100$, значения вейвлета загружаются из ПЗУ

Длина сигнала, отсч.	Микроконтроллер, время вычисления НВП (с учетом времени загрузки сигнала/без учета времени загрузки сигнала), с.		
	MSP430G2553	ATmega328P	STM32F401RET6
8	1,729949 / 0,369949	0,267406 / 0,045184	0,010971 / 0,003888
16	3,459494 / 0,739495	0,539593 / 0,095149	0,020987 / 0,006821
25	5,402095 / 1,152095	0,845772 / 0,151328	0,034907 / 0,012772
50	10,809438 / 2,309438	2,374390 / 0,985502	0,078823 / 0,034552
75	- / -	5,218391 / 3,135058	0,132832 / 0,066426
100	- / -	9,132076 / 6,354298	0,197628 / 0,109087
150	- / -	- / -	0,354963 / 0,222151
200	- / -	- / -	0,551331 / 0,374247
250	- / -	- / -	0,788928 / 0,567574
300	- / -	- / -	1,063568 / 0,797943
359	- / -	- / -	1,380246 / 1,070350

Таблица 4

Вычисление НВП в виде матрицы $n \times n$ вейвлет-коэффициентов,
значения вейвлета вычисляются микроконтроллером

Длина сигнала, отсч.	Микроконтроллер, время вычисления НВП (с учетом времени загрузки сигнала/без учета времени загрузки сигнала), с.		
	MSP430G2553	ATmega328P	STM32F401RET6
25	7,548630 / 5,381963	3,666599 / 3,319377	0,052887 / 0,041603
50	54,993288 / 46,493288	29,319190 / 27,930301	0,353830 / 0,309559
75	179,626106 / 160,626107	98,865783 / 95,740783	1,120102 / 1,021144
100	418,710518 / 385,043851	234,119818 / 228,564262	2,581171 / 2,405824
107	511,228211 / 472,708211	286,710184 / 280,349628	3,149995 / 2,949370
250	- / -	3643,837157 / 3609,114935	37,579088 / 36,489678
500	- / -	- / -	295,100917 / 290,751959
1000	- / -	- / -	2339.364744 / 2321,986272

Таблица 5

Вычисление НВП в виде матрицы $100 \times n$ вейвлет-коэффициентов, $p=1:1:100$,
значения вейвлета вычисляются микроконтроллером

Длина сигнала, отсч.	Микроконтроллер, время вычисления НВП (с учетом времени загрузки сигнала/без учета времени загрузки сигнала), с.		
	MSP430G2553	ATmega328P	STM32F401RET6
25	28,709476 / 20,292809	14,5145366 / 13,125648	0,197037 / 0,153200
50	106,023427 / 89,190094	58,287915 / 55,510137	0,678359 / 0,590685
75	234,847057 / 209,597057	131,425393 / 127,258726	1,468954 / 1,337443
100	418,668490 / 385,001823	234,119480 / 228,563924	2,586543 / 2,411196
107	480,207662 / 444,184329	268,189984 / 262,245540	2,961273 / 2,773651
250	- / -	1474,996376 / 1461,107487	16,010934 / 15,572566
500	- / -	- / -	64,664800 / 63,788064
1000	- / -	- / -	258,359472 / 256,606000

Таблица 6

Вычисление НВП в виде матрицы $50 \times n$ вейвлет-коэффициентов, $p=1:2:100$,
значения вейвлета вычисляются микроконтроллером

Длина сигнала, отсч.	Микроконтроллер, время вычисления НВП (с учетом времени загрузки сигнала/без учета времени загрузки сигнала), с.		
	MSP430G2553	ATmega328P	STM32F401RET6
25	14,495201 / 10,245201	7,257493 / 6,563049	0,098735 / 0,076600
50	53,368549 / 44,868549	29,108361 / 27,719472	0,340322 / 0,296051
75	118,055083 / 105,3051	65,609839 / 63,526506	0,735995 / 0,669589
100	210,240825 / 193,240825	116,858695 / 114,080917	1,295780 / 1,207238
107	241,059544 / 222,869544	133,863520 / 130,891298	1,483334 / 1,388594
250	- / -	735,940410 / 728,995966	8,007355 / 7,786001
451	- / -	2389,194673 / 2376,583562	26,283133 / 25,883810
500	- / -	- / -	32,309711 / 31,867002
1000	- / -	- / -	129,040699 / 128,155283
2000	- / -	- / -	526,616941 / 524,846108
4500	- / -	- / -	2520,820446 / 2516,836071

Однако на обработку такого сигнала потребовалось 2516,83 с. Анализируя данные таблицы можно сделать вывод, что при вычислении НВП на микроконтроллерах нецелесооб-

разно обрабатывать сигналы большой длины, т.к. при увеличении длины сигнала наблюдается увеличение времени на его обработку по нелинейному закону.

Рассмотрим вейвлет-спектрограммы, полученные при вычислении НВП на микроконтроллерах и сравним их с результатами вычисления НВП, полученными в MATLAB.

На рис. 4 *а, б, в* представлены фрагменты сигнала длиной 59 отсчетов, 85 отсчетов, 359 отсчетов и вейвлет-спектрограммы, полученные при вычислении НВП на микроконтроллерах MSP430G2553, ATmega328P и STM32F401RET6 соответственно. При вычислении НВП использовался вейвлет "Мексиканская шляпа". Масштаб выбран $p=1:1:n$. И использовался алгоритм с загрузкой вейвлета в ПЗУ микроконтроллера. Как следует из рисунков,

вейвлет-спектрограммы информативны и отражают все характерные изменения сигнала.

На рис. 4 *з, д, е* представлены фрагменты сигнала длиной 107 отсчетов, 451 отсчетов, 4500 отсчетов и вейвлет-спектрограммы, полученные при вычислении НВП на микроконтроллерах MSP430G2553, ATmega328P и STM32F401RET6 соответственно. При вычислении НВП использовался вейвлет "Мексиканская шляпа". Масштаб выбран $p=1:2:100$. И использовался алгоритм с вычислением вейвлета непосредственно микроконтроллером. Как следует из рисунков, вейвлет-спектрограммы информативны и отражают все характерные изменения сигнала.

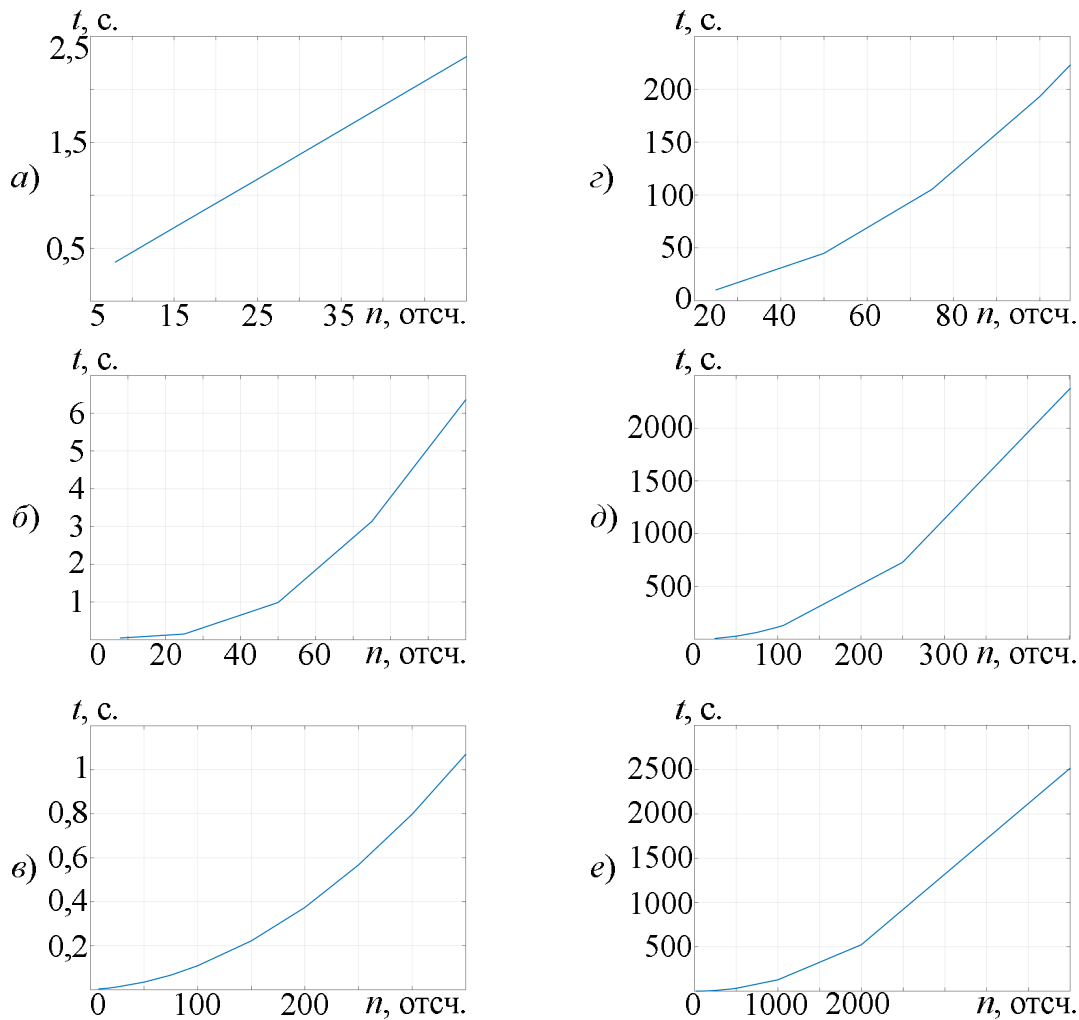


Рис. 3. Зависимости времени вычисления НВП от длины сигнала

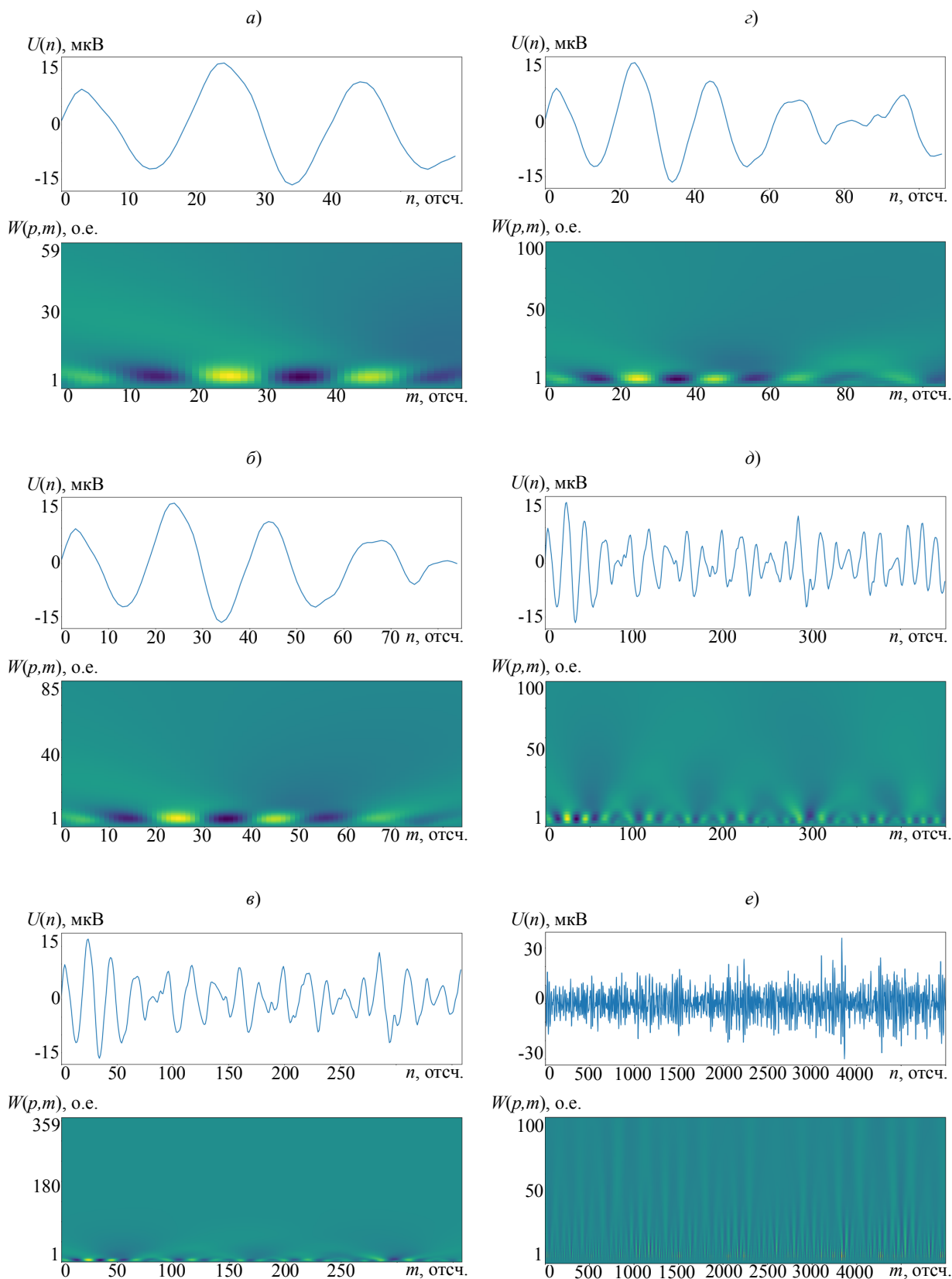


Рис. 4. Графики фрагментов электроэнцефалограммы и соответствующие вейвлет-спектрограммы

Проанализировав все полученные результаты, можно сделать вывод о возможности ис-

пользования при вычислении НВП микроконтроллера STM32F401RET6.

Разработка термокожуха

Для обеспечения работы вычислителя НВП в сложных условиях Арктики к данному устройству предъявляются следующие требования:

- возможность работы при температуре от +85 °С до –60 °С;
- защита от негативного воздействия электромагнитного излучения;
- возможность длительной работы от автономного источника электроснабжения;
- простота в обслуживании;
- легкость адаптации для анализа различного типа сигналов (биомедицинских, сейсмических и пр.);
- безопасность использования.

Для обеспечения заданных требований был разработан вычислитель НВП, помещенный в термокожух (рис. 5).

Разработанное устройство включает следующие составляющие:

- Отладочная плата NUCLEO-F401RE с предустановленным микроконтроллером STM32F401RET6.
- Аккумулятор емкостью 20 А·ч с выходным током 2 А и напряжением 5 В.
- Нагревательный элемент мощностью 5 Вт.
- Терморегулятор.
- Преобразователь напряжения 5В DC в 12 В DC.
- Защитный экран.
- Предохранители 1 рубежа безопасности.
- Оболочка внутренней камеры.
- Предохранители 2 рубежа безопасности.
- Первый слой теплоизоляционного материала.
- Оболочка средней камеры.
- Второй слой теплоизоляционного материала.
- Внешний корпус.
- Органы управления вычислителем: тумблер подачи питания и обогрева Т1, тумблер подачи питания отладочной платы Т2, тумблер запуска алгоритма вычисления НВП Т3.

- Светодиоды.
- Гермовводы.

На отладочной плате NUCLEO-F401RE реализован алгоритм непрерывного вейвлет-

преобразования, обеспечивающий 2 режима работы: при подключенном к вычислителю компьютеру и автономный режим.

Электропитание платы осуществляется непосредственно от аккумуляторной батареи с напряжением 5 В. Для поддержания приемлемой температуры в непосредственной близости с отладочной платой устанавливается нагревательный элемент, управление которым осуществляется с помощью терморегулятора. Нагревательный элемент подключается через терморегулятор и преобразователь напряжения 5 В DC / 12 В DC. Для обеспечения длительной работы аккумулятора он устанавливается в одной камере с нагревательным элементом. Для предотвращения перегрева в случае нештатной ситуации нагревательный элемент отделяется от остальных компонентов защитным экраном, обеспечивающим равномерное рассеивание выделяемого тепла.

Для предотвращения перегрева в случае отказа в работе терморегулятора и аварийного отключения электроснабжения в вычислителе предусмотрены 2 рубежа безопасности, организованных на основе плавких предохранителей, два из которых располагаются во внутренней камере, а один в средней.

Оболочка внутренней камеры выполнена из прочного негорючего диэлектрического теплоизоляционного материала. Прочность внутренней камеры придает внутренний корпус, выполненный из слоев металла толщиной 1 мм и биоорганического композита толщиной 4 мм. Благодаря внутренней камере обеспечивается защита от воздействия электромагнитного излучения.

Средний корпус выполнен из биоорганического композита и вместе с двумя слоями негорючего диэлектрического теплоизоляционного материала образует среднюю камеру. Все провода, введенные через внешний корпус, в целях уменьшения тепловых потерь перед введением во внутреннюю камеру проходят по длинной стороне средней камеры между двумя слоями теплоизоляционного материала.

Внешний корпус, выполненный из алюминиевого сплава толщиной 3 мм, обеспечивает прочность и герметичность устройства. Между внешним и средним корпусом располагается два слоя теплоизоляционного материала. На лицевой панели устройства располагаются тумблеры управления и средства индикации.

При подключении вычислителя к персональному компьютеру он работает аналогично функциональной схеме для проведения первого

вида исследований. Особого пояснения требует автономный режим работы вычислителя. Он разработан для испытания устройства в климатической камере и позволяет контролировать процесс вычисления НВП без подключения вычислителя к компьютеру.

На рис. 6 представлена функциональная схема вычислителя НВП для проведения второго вида исследований – в климатической камере. Данное устройство отличается от предложенного ранее [10] использованием более производительного микроконтроллера, наличием гермоводов, позволяющих осуществлять программирование микроконтроллера и зарядку аккумулятора, а также органов управления и индикации. Конструкция вычислителя позволяет выполнить его модернизацию в устройство автоматического анализа биомедицинских сигналов.



Рис. 5. Разработанный термокожух

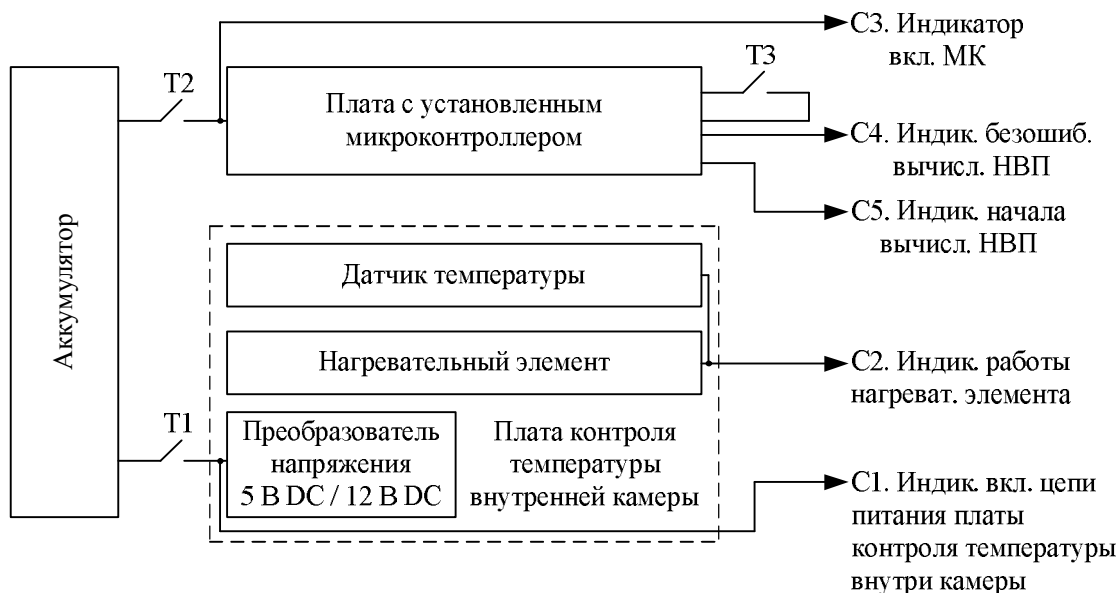


Рис. 6. Функциональная схема вычислителя НВП для второго вида исследований

Методика испытания

Данное испытание необходимо для проверки работоспособности аппаратуры и сохранения ее внешнего вида в условиях и после воздействия пониженных температур Арктики.

Определим порядок действий при проведении испытаний в условиях пониженных температур:

1. Установить вычислитель непрерывного вейвлет-преобразования в выключенную камеру.
2. Включить вычислитель.
3. Включить климатическую камеру.

4. Установить в климатической камере температуру -40°C .

5. Осуществить контроль работоспособности устройства.

6. Установить в климатической камере температуру -60°C .

7. Осуществить контроль работоспособности устройства в течение 31 минуты (без извлечения из камеры). Временные ограничения равные 31 минуте выбраны в связи с нормативами длительности пребывания работника в температурных условиях равных -45°C и при ветре до 1 м/с [17].

8. Осуществить контроль работоспособности устройства до отключения индикатора

нагревательного элемента вычислителя и/или индикатора электроснабжения платы.

9. Выключить климатическую камеру.

10. Изъять устройство, разобрать, проверить его внешний вид, выполнить зарядку аккумулятора и оценить его работоспособность.

Для проведения испытаний был разработан следующий алгоритм проверки работоспособности устройства:

- Включение тумблера, подающего питание на нагревательный элемент, при этом загорается зеленый светодиод – индикатор подачи питания на цепь платы контроля температуры внутренней камеры. При температуре ниже порогового значения (ниже $-5\text{ }^{\circ}\text{C}$) осуществляется срабатывание датчика температуры и осуществляется включение нагревательного элемента. Происходит включение индикатора работы нагревательного элемента.

- Осуществляется прогрев внутренней камеры вычислителя.

- При достижении нормальных условий работы нагревательный элемент выключается, как и красный светодиод. В случае если условия испытаний соответствуют нормальным, то нагревательный элемент не включается и устройство может использоваться в режиме низкого энергопотребления.

- При выходе на рабочие температуры внутренней камеры включается второй тумблер, осуществляющий подачу питания на отладочную плату, при этом должен загореться зеленый светодиод.

- Происходит включение тумблера №3, который запускает алгоритм вычисления НВП, при этом загорается красный светодиод. Осуществляется вычисление непрерывного вейвлет-преобразования сигнала длиной 250 отсчетов. При этом формируется матрица раз-

мером 50×250 вейвлет-коэффициентов для значений масштаба от 1 до 100 с шагом, равным 2. После вычисления НВП происходит сравнение одного из вейвлет-коэффициентов с аналогичным вейвлет-коэффициентом, рассчитанным предварительно для того же сигнала при нормальных условиях работы и записанном в память микроконтроллера при загрузке программного кода устройства. В случае, если они совпадают, загорается зеленый светодиод, сигнализирующий о том, что вычисление НВП выполнено верно. После этого алгоритм запускается повторно и выполняется до тех пор, пока не отключается тумблер №2. Такой подход обеспечивает возможность непрерывного мониторинга работоспособности вычислителя НВП.

Проведение испытаний вычислителя в климатической камере

Испытания были проведены с целью проверки работоспособности вычислителя НВП в условиях пониженных температур и проводились с использованием климатической камеры М-70/100-250 КТВХ. Испытание осуществлялось согласно разработанной методике. Проведенные исследования показали, что разработанное устройство с установленным аккумулятором емкостью 20 А·ч проработало при температуре ниже $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ 129 минут, из них 101 минуту при температуре $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$. Этого времени достаточно для проведения электрокардиологических или электроэнцефалографических исследований у 5 человек. После завершения испытаний при разборе устройства не было обнаружено никаких повреждений. После заряда аккумулятора устройство продолжило функционировать.



Рис. 7. Испытание вычислителя НВП в климатической камере

Заключение

В качестве основных результатов работы можно отметить следующее:

1. Реализован вычислитель НВП с использованием микроконтроллеров MSP430G2553, ATmega328P и STM32F401RET6.

2. На основе проведенных экспериментов при обработке фрагментов электроэнцефалограммы наилучшие результаты получены при использовании микроконтроллера STM32F401RET6. При вычислении НВП сигнала длиной 250 отсчетов (1 с.) на данном микроконтроллере с использованием значений вейвлета, загруженных в ПЗУ, требуется 0,57 с. При использовании алгоритма с вычислением значений вейвлета на микроконтроллере для обработки сигнала длиной 4500 отсчетов (18 с.) требуется 2516,84 с.

3. Разработан и испытан термокожух вычислителя НВП, позволяющий обеспечить длительную работу устройства при низких температурах: ниже -40°C 129 минут, из них 101 минуту при температуре -60°C .

4. Дальнейшее развитие исследований предполагает внедрение разработанных одним из авторов данной работы алгоритмов автоматического анализа биомедицинских сигналов в вычислитель НВП с целью реализации комплекса автоматического анализа биомедицинских сигналов для работы в условиях Арктики и Антарктики.

Литература

1. Sherstyukov B.G. The climatic conditions of the Arctic and new approaches to the forecast of the climate change. *Arctic and North*. № 24. 2016. Pp. 39-67.

2. Quijano J.E., Hannay D.E., Austin M.E. Composite Underwater Noise Footprint of a Shallow Arctic Exploration Drilling Project // *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Aug. 2018. Pp. 1228 - 1239.

3. Varlamov O., Varlamov V., Dolgopyatova A. Digital Radio Broadcasting Network in the Arctic Region // in Proc. FRUCT Conf., Apr. 2019.

4. Williams S. High capacity battery pods and UPSs for long term deployments // in Proc. OCEANS 2017 – Anchorage Conf., Sept. 2017.

5. Будиев А.Ю., Лупачев, В.В., Логунов К.В. Медицинские проблемы Арктики // *Arctic Environmental Research*. 2013. № 3. С. 163-165.

6. Budiev A.Y., Lupachev V.V., Logunov K.V. On the need to establish a scientific and methodological center for marine and Arctic medicine // *Journal of Biomedical Research*. 2015. № 2. Pp. 101-103.

7. Особенности организации медицинской помощи морякам в условиях Арктики // Е.В. Казакевич, В.Л. Архиповский, А.П. Середа, А.А. Абакумов // *Медицина экстремальных ситуаций*. 2017. № 4(62). С. 8-14.

8. Бояринцев В.В. Разработка технологии создания биомедицинского клеточного продукта для лечения обморожений, ожогов и ранений в условиях Арктики. URL: <https://4science.ru/project/14-575-21-0179> (дата обращения: 06.03.2020)

9. Stepanov A.B. The Application of Neural Network and Spline Wavelet Models in the Electroencephalogram Analysis Automation Process // in Proc. FRUCT Conf., Apr. 2016, pp. 321-327.

10. Continuous Wavelet Transform Calculator for Operation in Ultra-Low Temperatures of the Arctic and Antarctic // A.B. Stepanov, V.S. Gribanov, M.M.H. Ayedh, A.V. Pomogalova, A.E. Kopylov // *IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus)*, 2020. Pp. 1432-1436.

11. Zhuravov D.V., Stepanov A.B. Application of Simulink in the Implementation of Calculation Algorithms for Continuous Wavelet Transform on a Digital Signal Processor // *Journal of Radio Electronics*. 2019. Vol. 5. Pp. 12.

12. Chui Ch.K. An Introduction to Wavelets. Academic Press, Incorporated, 1992. P. 266.

13. Blatter C. Wavelets - Eine Einfuhrung. A.K. Peters, Ltd., 1998.

14. Витязев В.В. Вейвлет-анализ временных рядов. СПб.: Изд-во С.-Петерб. ун-та, 2001. 58 с.

15. Stark H.-G. Wavelets and Signal Processing. Berlin: Springer, 2005. 158 p.

16. Арбузов С.М., Степанов А.Б. Применение методов вейвлет-анализа в электроэнцефалографии. СПб.: Линк, 2009. 104 с.

17. Инструкция по охране труда при работе при низких температурах на открытом воздухе и в неотапливаемых помещениях URL: https://ohranatruda.ru/ot_biblio/instructions/166/150687/ (дата обращения: 06.03.2020).

Поступила 02.03.2020; принята к публикации 27.03.2020

Информация об авторах

Степанов Андрей Борисович – канд. техн. наук, заместитель директора института магистратуры по учебной работе, доцент кафедры радиосистем и обработки сигналов, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (193232, Россия, г. Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22, к. 1), e-mail: sabarticle@yandex.ru, тел. 8(812)3263161, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6876-729X>

Помогалова Альбина Владимировна – магистр, ассистент кафедры программной инженерии и вычислительной техники, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (193232, Россия, г. Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22, к. 1), e-mail: a.l.b.i.n.a@bk.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8129-989X>

Грибанов Валерий Сергеевич – студент, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (193232, Россия, г. Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22, к. 1); инженер-программист, Про-

изводственно-конструкторское бюро "РИО" (199155, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Уральская, 19, к. 9 Ж), e-mail: point26@mail.ru.

Богословский Иван Александрович – студент, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (193232, Россия, г. Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22, к. 1), e-mail: ivanbogoslavskij@yandex.ru.

Айед Хумэйд Мансур Мурад – аспирант, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (193232, Россия, г. Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22, к. 1), e-mail: humaidayedh@gmail.com

APPLICATION OF MICROCONTROLLERS IN REALIZATION OF THE CALCULATOR OF CONTINUOUS WAVELET TRANSFORMATION INTENDED FOR WORK IN CONDITIONS OF ARCTIC

A.B. Stepanov¹, A.V. Pomogalova¹, V.S. Griбанov^{1,2}, I.A. Bogoslovskiy¹, Kh.M.M. Ayedh¹

¹Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, Russia

²Production and Design Bureau "RIO", St. Petersburg, Russia

Abstract: the paper is devoted to the development of a continuous wavelet transform computer, designed for operation in cold temperatures (up to -60°C). MSP430G2553, ATmega328P and STM32F401RET6 microcontrollers are considered as an element base for the implementation of the calculator. The results of continuous wavelet transformation calculation were obtained using microcontrollers, taking into account their clock frequencies and limited internal memory. The dependence of the continuous wavelet transformation calculation speed on microcontrollers at different signal lengths and with different ways of using wavelet in the algorithm is obtained and analyzed: when it is loaded from the internal memory of the microcontroller and when it is calculated directly on the microcontroller. In all the experiments, fragments of an electroencephalogram with a sampling rate of 250 Hz are used as analyzed signals. The device description and functional schemes of the continuous wavelet transform calculator, developed for various types of tests are given: for estimation of the speed of calculation of continuous wavelet transformation and for testing of the device at low temperatures. The results of the test of the calculator in the climate chamber are evaluated. As a result of the research, it is shown that among the devices considered, the STM32F401RET6 microcontroller is best suited for calculating continuous wavelet transformation. It took 0.57 seconds to process a 1 second (250 counts) fragment of the electroencephalogram when used. At the same time, the information content of the wavelet spectrogram was preserved. It took 2516.84 seconds to process a strip of 4500 counts with the wavelet calculation directly on the microcontroller. Studies in the climate chamber have shown that the developed device with an installed battery capacity of 20 A·h worked at a temperature below -40°C for 129 minutes, of which 101 minutes at a temperature of -60°C . This time is sufficient for electrocardiological or electroencephalographic examination of 5 people

Key words: continuous wavelet transformation, calculator, implementation, microcontroller, Arctic

References

1. Sherstyukov B.G. "The climatic conditions of the Arctic and new approaches to the forecast of the climate change", *Arctic and North*, 2016, no. 24, pp. 39-67.
2. Quijano J.E., Hannay D.E., Austin M.E. "Composite underwater noise footprint of a shallow Arctic exploration drilling project", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Aug. 2018, pp. 1228-1239.
3. Varlamov O., Varlamov V., Dolgopyatova A. "Digital radio broadcasting network in the Arctic Region", *Proc. FRUCT Conf.*, Apr. 2019.
4. Williams S. "High capacity battery pods and UPSs for long term deployments", *Proc. OCEANS 2017 – Anchorage Conf.*, Sept. 2017.
5. Budiev A.Yu., Lupachev, VV, Logunov K.V. "Medical problems of the Arctic", *Arctic Environmental Research*, 2013, no. 3, pp. 163-165.
6. Budiev A.Yu., Lupachev V.V., Logunov K.V. "On the need to establish a scientific and methodological center for marine and Arctic medicine", *Journal of Biomedical Research*, 2015, no. 2, pp. 101-103.
7. Kazakevich E.V., Arkhipovskiy V.L., Sereda A.P., Abakumov A.A "Features of the organization of medical care for sailors in the Arctic", *Medicine of Extreme Situations (Meditsina ekstremal'nykh situatsiy)*, 2017, no. 4(62), pp. 8-14.
8. Boyarintsev V.V. "Development of a technology for creating a biomedical cell product for the treatment of frostbite, burns and wounds in the Arctic", available at: <https://4science.ru/project/14-575-21-0179> (accessed: 06.03.2020)
9. Stepanov A.B. "The Application of neural network and spline wavelet models in the electroencephalogram analysis automation process", *Proc. FRUCT Conf.*, Apr. 2016, pp. 321-327.
10. Stepanov A.B., Griбанov V.S., Ayedh M.M.H., Pomogalova A.V., Kopylov A.E. "Continuous wavelet transform calculator for operation in ultra-low temperatures of the Arctic and Antarctic", *IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus)*, 2020, pp. 1432-1436.

11. Zhuravov D.V., Stepanov A.B. "Application of Simulink in the implementation of calculation algorithms for continuous wavelet transform on a digital signal processor", *Journal of Radio Electronics*, 2019, vol. 5, pp. 12.
12. Chui Ch.K. "Introduction to wavelets", Academic Press, Incorporated, 1992, 266 p.
13. Blatter C. "Wavelets - Eine Einfuhrung", A.K. Peters, Ltd., 1998.
14. Vityazev V.V. "Wavelet time series analysis" ("Veyvlet-analiz vremennykh ryadov"), St. Petersburg, Publishing House of St. Petersburg University, 2001, 58 p.
15. Stark H.-G. "Wavelets and signal processing", Berlin, Springer, 2005, 158 p.
16. Arbutov S.M., Stepanov A.B. "Application of wavelet analysis methods in electroencephalography" ("Primenenie metodov veyvlet-analiza v elektroentsefalografii"), St. Petersburg, Link, 2009, 104 p.
17. "Instructions for labor protection when working at low temperatures in the open air and in unheated rooms", available at: https://ohranatruda.ru/ot_biblio/instructions/166/150687/ (accessed: 06.03.2020).

Submitted 02.03.2020; revised 27.03.2020

Information about the authors

Andrey B. Stepanov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Deputy Director of Academic Affairs of the Magistrature Institute, Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications (22, Bol'shevnikov prospekt, St. Petersburg 193232, Russia), e-mail: sabarticle@yandex.ru, tel.: +7(812)3263161, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6876-729X>

Al'bina V. Pomogalova, MA, Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications (22, Bol'shevnikov prospekt, St. Petersburg 193232, Russia), e-mail: a.l.b.i.n.a@bk.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8129-989X>

Valeriy S. Griбанov, Student, Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications (22, Bol'shevnikov prospekt, St. Petersburg 193232, Russia), Software engineer, Production and Design Bureau «RIO» (19, Ural'skaya st., St. Petersburg 199155, Russia), e-mail: point26@mail.ru.

Ivan A. Bogoslovskiy, Student, Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications (22, Bol'shevnikov prospekt, St. Petersburg 193232, Russia), e-mail: ivanbogoslovskij@yandex.ru.

Humaid M. M. Ayedh, Graduate student, Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications (22, Bol'shevnikov prospekt, St. Petersburg 193232, Russia), e-mail: humaidayedh@gmail.com

КИНЕТИКА РОСТА ГАЗОНАСЫЩЕННЫХ (ОХРУПЧЕННЫХ) СЛОЕВ НА ТИТАНЕ ПРИ ВАКУУМНОМ ОТЖИГЕ**А.Б. Булков, В.В. Пешков, В.Ф. Селиванов, Н.Е. Михалевич****Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия**

Аннотация: исследовано влияние параметров режима вакуумного отжига на толщину охрупченных слоев, образующихся на поверхности титана в результате его взаимодействия с остаточными газами вакуумированного пространства. Толщину и строение слоев определяли на образцах из сплава ВТ6, полученных из листового проката толщиной 3 мм. Отжиг образцов в интервале температур 500-750 °С проводили при разрежении воздуха от 10 до $3 \cdot 10^{-2}$ Па. Размеры охрупченных слоев определяли измерением зоны хрупкого распространения трещины в изломе образцов и измерением расстояния между поверхностными трещинами в охрупченных слоях, образовавшихся в процессе деформации изгибом. Для количественной оценки влияния режимов вакуумного отжига листового титанового сплава ВТ6 на глубину охрупченной части образующегося оксидного слоя предложено использовать параболическую зависимость, характеризуемую показателем степени и константой роста охрупченного слоя. Путем обработки экспериментальных данных установлено влияние на кинетику роста охрупченных слоев времени отжига, температуры и степени разрежения воздуха. На основе полученных кинетических закономерностей роста охрупченных слоев построены номограммы, позволяющие определить величину охрупченного слоя, образующегося на стадии нагрева с разной скоростью до заданной температуры отжига

Ключевые слова: титановые сплавы, отжиг, газонасыщенные слои, охрупчивание

Введение

При изготовлении ответственных конструкций из титана и его сплавов с использованием таких технологических процессов, как сварка, штамповка, прокатка, гибка и т.д., сопровождающихся формированием остаточных напряжений, обязательной операцией является вакуумный отжиг, обеспечивающий релаксацию этих напряжений и повышение служебных характеристик изделия [1].

Однако в процессе отжига в результате взаимодействия титана с остаточными газами вакуумируемого пространства (в первую очередь с кислородом) может развиваться процесс его окисления, сопровождающийся образованием оксидов и газонасыщенных слоев [2]. В газонасыщенных слоях по мере перемещения вглубь металла содержание кислорода уменьшается от предела его растворимости в α -фазе (~14,5 %) до содержания в основном металле (~0,1 %) [3].

Кислород внедряется в октаэдрические пустоты решетки α -титана, сильно искажает ее и поэтому существенно повышает пределы прочности σ_s , текучести σ_m и твердость, но при этом

снижает пластичность титана. При содержании кислорода более 0,8 % титан полностью теряет способность к пластическому деформированию и становится настолько хрупким, что происходит падение σ_s и σ_m [3].

Оксидные и газонасыщенные слои, сформировавшиеся на поверхности титана при высокотемпературном нагреве, снижают его сопротивление образованию и распространению трещин, их отрицательное влияние в первую очередь проявляется при циклических нагрузках, когда процесс разрушения начинается с поверхности металла [4-6 и др.].

Анализ топографии поверхности разрушения образцов показал, что после вакуумного отжига в изломе присутствует зона хрупкого разрушения, соответствующая распространению трещины в оксиде и охрупченной части газонасыщенного слоя. При этом относительная долговечность при повторно-статическом растяжении $N_{омн}$ уменьшается с увеличением толщины поверхностного охрупченного слоя [8]:

$$N_{омн} = 1 - 0,83 \cdot (1 - 1,28^{\delta}).$$

Циклическая долговечность титана после высокотемпературного вакуумного отжига может быть восстановлена до уровня без газонасыщенного слоя путем удаления поверхностного слоя толщиной $\delta \geq \delta_{охр}$ [8].

Таким образом, при анализе служебных свойств титана, подвергнутого высокотемпературному отжигу, в качестве интегральной характеристики состояния его поверхности можно использовать толщину охрупченного слоя, которая будет зависеть от технологических параметров отжига: температуры, длительности и разрежения воздуха в камере печи.

Целью данной работы является получение на основании результатов экспериментальных исследований зависимостей, позволяющих оценивать влияние параметров режима вакуумного отжига на толщину образующихся на поверхности титана охрупченных слоев в результате его взаимодействия с остаточными газами вакуумированного пространства.

Методика проведения эксперимента

Для установления влияния вакуумного отжига на развитие процесса газонасыщения использовали плоские образцы размером $30 \times 10 \times 3$ мм, изготовленные из серийно выпускаемого листового сплава ВТ6. Исследуемые поверхности образцов перед отжигом полировали и обезжировали. После отжига для образования поверхности излома образцы разрушали изгибающим усилием по схеме (рис. 1, а) в приспособлении (рис. 1, б) [7, 8].

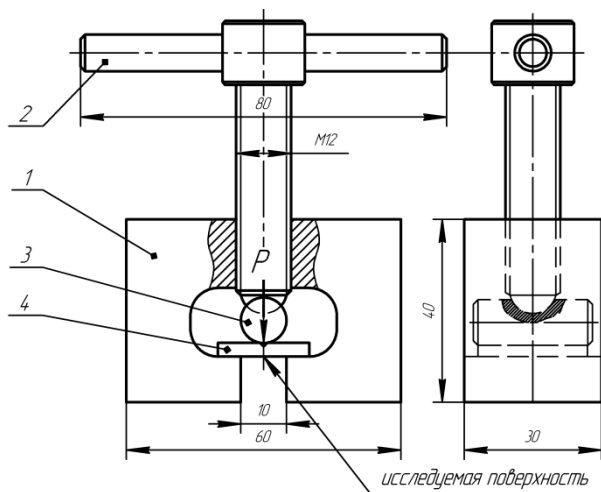


Рис. 1. Схема и приспособление для разрушения образцов на изгиб:
1 – корпус, 2 – винт, 3 – проставка, 4 – образец

В качестве критерия развития процесса газонасыщения использовали величину зоны хрупкого распространения трещины в изломе образца. Помимо этого величину охрупченного слоя определяли по методике, в основу которой положена закономерность растрескивания

хрупкого слоя, находящегося на пластичной подложке при деформации [7]. При этом глубина охрупченного слоя $\delta_{охр}$ (рис. 2, а) и расстояние между образующимися трещинами l (рис. 2, б) связаны зависимостью $\delta_{охр} = 0,24 \cdot l$.

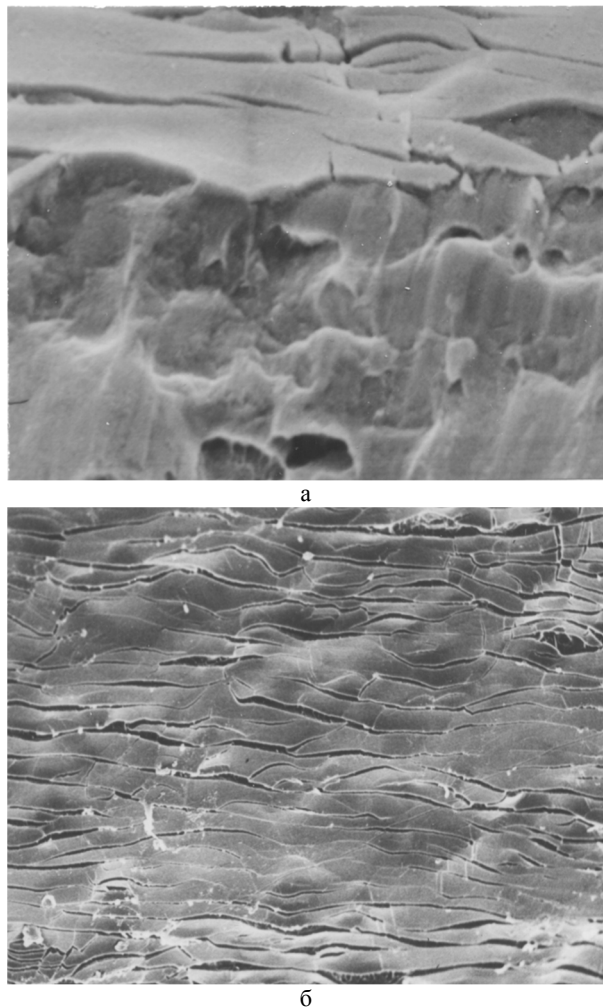


Рис. 2. Типичное строение охрупченных слоев в изломе (а) и их растрескивание при деформации изгибом (б),
а - $\times 10\,000$, б - $\times 1000$

Отжиг образцов в интервале температур $500-750$ °С проводили при разрежении воздуха от 10 до $3 \cdot 10^{-2}$ Па в трубчатой вакуумной камере диаметром 50 мм. Вакуумная система установки, включающая в себя форвакуумный и диффузионный насосы, была снабжена игольчатым вентилем, позволяющим поддерживать в камере заданное разрежение воздуха.

Исходя из соотношения длины свободного пробега молекул газа λ и диаметра камеры d можно считать, что при давлениях $P \geq 2,6$ Па ($\lambda \ll d$); $P \approx 0,3$ Па ($\lambda \approx d$) и $P \leq 3 \cdot 10^{-2}$ Па ($\lambda \gg d$) создается, соответственно, низкий, средний и высокий вакуум.

Следует отметить, что в промышленных установках для отжига крупногабаритных титановых конструкций размеры вакуумных камер на два порядка больше камеры, используемой в наших экспериментах. В этих камерах даже при предельно достижимых разрежениях воздуха 10^{-3} Па длина свободного пробега молекул газа соизмерима с размерами камеры, т.е. будет создаваться низкий или, в лучшем случае, только средний вакуум.

В экспериментальной установке использовался радиационный нагрев и для исключения влияния длительности нагрева и охлаждения на кинетику процесса окисления титана было предусмотрено устройство, обеспечивающее перемещение исследуемого образца в вакуумной камере в зону отжига только после достижения заданной температуры и, соответственно, удаления образца из этой зоны после окончания отжига.

Результаты экспериментальных исследований

Результаты исследований влияния температуры вакуумного отжига на кинетику роста охрупченных слоев, полученные как измерением зоны хрупкого распространения трещины в изломе образцов (см. рис. 2, а), так и измерением расстояния между поверхностными трещинами в охрупченных слоях, образовавшимися в процессе деформации изгибом (рис. 2, б), приведены на рис. 3, а.

Зависимости $\delta_{охр} = \varphi(\tau)$ имеют затухающий характер. Из построения этих данных в логарифмических координатах (рис. 3, б) следует, что экспериментально полученные точки ложатся на прямые линии, котангенс угла наклона которых близок к 2, т.е. процесс роста охрупченных слоев подчиняется параболическому закону $\delta_{охр}^n = k_0 \cdot \tau$, характеризующему показателем степени n и константой роста охрупченного слоя k_0 .

Численные значения коэффициентов n и k_0 в зависимости от температуры отжига приведены в табл. 1.

Таблица 1

Значения коэффициентов n и k_0 в зависимости от температуры отжига

Температура отжига, °С	500	550	600	650	700	750
n	2,0	2,02	1,85	1,98	2,05	1,91
k_0 , мкм ² /с	$3,7 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-4}$	$2,2 \cdot 10^{-4}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$8,2 \cdot 10^{-3}$	$2,2 \cdot 10^{-2}$

В соответствии с представлениями о диффузионном характере процесса взаимодействия титана с остаточными газами вакуумированного пространства при отжиге константу роста охрупченного слоя k_0 следует считать экспоненциальной функцией температуры:

$$k_0 \sim \exp(-E/RT),$$

где E – энергия активации процесса, контролирующего рост охрупченного слоя; R – газовая постоянная; T – температура, К.

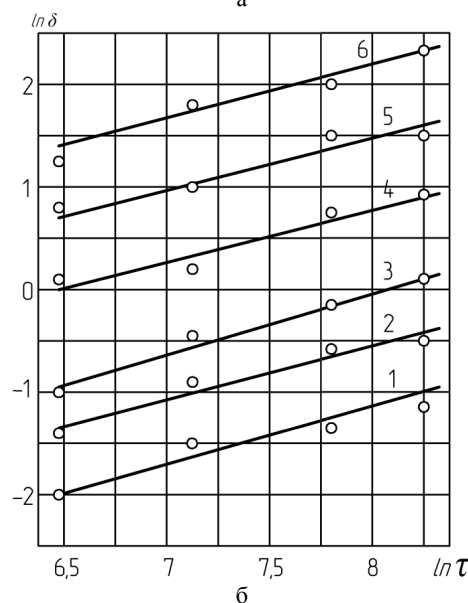
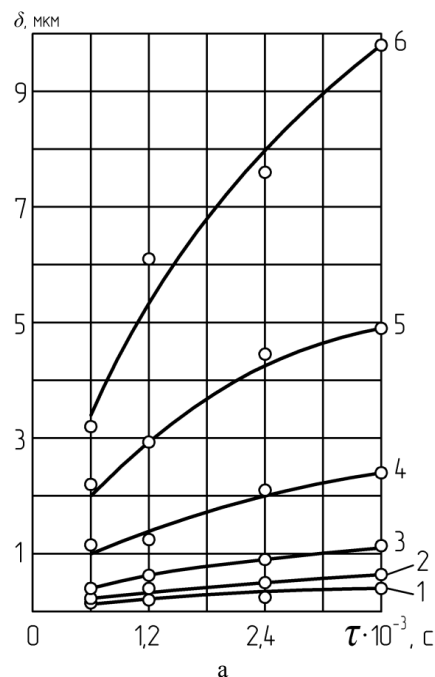


Рис. 3. Кинетика роста охрупченных слоев на сплаве ВТ6 (в координатах а - $\delta_{охр} = \varphi(\tau)$, б - $\ln \delta_{охр} = \varphi(\ln \tau)$) при отжиге в разреженном до 2,6 Па воздухе и температурах, °С: 1 – 500, 2 – 550, 3 – 600, 4 – 650, 5 – 700, 6 – 750

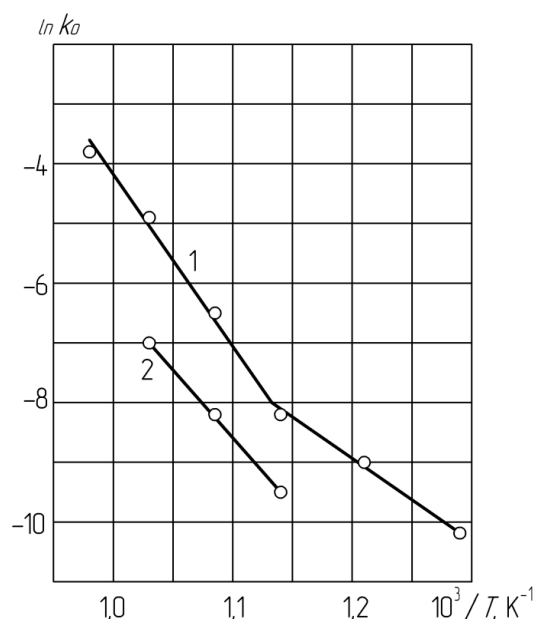


Рис. 4. Зависимость $\ln k_0 = \varphi(1/T)$ процесса роста охрупченного слоя при отжиге в вакууме, Па:
1 – 2,6; 2 – $3 \cdot 10^{-2}$

Температурная зависимость $\ln k_0 = \varphi(1/T)$ представляет собой ломаную линию, состоящую из двух прямолинейных участков с точкой перегиба, соответствующей температуре приблизительно 600 °С (рис. 4). Из угловых коэффициентов зависимости $\ln k_0 = \varphi(1/T)$ следует, что эффективная энергия активации процесса роста охрупченных слоев на первом участке ($t \leq 600$ °С) составляет 127 кДж/моль, а на втором ($t > 600$ °С) – 217 кДж/моль.

Согласно [3] энергия активации диффузии атомов в слое оксидов титана составляет 106 кДж/моль, а энергия активации диффузии кислорода в титане равна 258 кДж/моль. Сопоставление полученных значений эффективной энергии активации с данными [3] дает основания считать, что рост охрупченных слоев при отжиге в разреженном до 2,6 Па воздухе в низкотемпературной области ($t \leq 600$ °С) контролируется диффузионными процессами в оксидной фазе, а в высокотемпературной области ($t > 600$ °С) – диффузией кислорода в металлической основе.

Анализ влияния степени разрежения воздуха на кинетику роста охрупченных слоев показал, что при остаточных давлениях воздуха 10 и 0,3 Па рост охрупченных слоев осуществляется по параболическому закону с показателем степени близким или равным 2 (как и при остаточном давлении 2,6 Па). При этом проявляется слабая тенденция к уменьшению константы роста охрупченного слоя k_0 с пониже-

нием давления остаточного газа от 10 до 0,3 Па (табл. 2).

Таблица 2

Значения коэффициента k_0 в зависимости от разрежения воздуха и температуры отжига

P , Па	10	2,6	$3 \cdot 10^{-1}$	$3 \cdot 10^{-2}$
600 °С	$4,0 \cdot 10^{-4}$	$2,2 \cdot 10^{-4}$	$2,6 \cdot 10^{-4}$	$8,0 \cdot 10^{-5}$
650 °С	$1,4 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$3,0 \cdot 10^{-4}$
700 °С	$1,0 \cdot 10^{-2}$	$8,2 \cdot 10^{-3}$	$5,5 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$

Понижение давления воздуха в вакуумной камере до $3 \cdot 10^{-2}$ Па в интервале температур 600-700 °С сопровождается заметным уменьшением толщины образующихся охрупченных слоев за одинаковый промежуток времени по сравнению с отжигом при $P \geq 3 \cdot 10^{-1}$ Па (рис. 5, а). При повышении температуры отжига до 800 °С проявляется тенденция к уменьшению толщины образующихся охрупченных слоев, при этом процесс их образования носит нерегулярный островковый характер. Очевидно, в этих условиях остаточные газы вакуумированного пространства, адсорбируясь, растворяются в металлической основе, не повышая концентрацию газа в поверхностном слое до его охрупчивания.

Кинетические зависимости $\delta_{\text{оxp}} = \varphi(\tau)$ в интервале температур 600-700 °С носят затухающий характер и могут быть описаны степенным законом, что подтверждается их спрямлением в логарифмических координатах (рис. 5, б). Оценка показателя степенного закона по тангенсу угла наклона прямых $\ln \delta_{\text{оxp}} = \varphi(\ln \tau)$ дает значение порядка 1,5-1,6. Такую зависимость можно объяснить тем, что при $P \geq 0,3$ Па рост охрупченных слоев (по существу окисления) происходит в диффузионном режиме, а при понижении давления воздуха до $3 \cdot 10^{-2}$ Па существенную роль начинает играть процесс подвода газа-окислителя к поверхности.

Построение зависимостей k_0 при $P = 3 \cdot 10^{-2}$ Па (приведенных в табл. 2) от температуры в координатах $\ln k_0 = \varphi(1/T)$ (рис. 4, поз. 2) показывает, что в этих условиях отжига эффективная энергия активации составляет 185 кДж/моль.

Анализ значений $k_0 = \varphi(P)$ в логарифмических координатах (рис. 6) дает основание считать, что $k_0 \sim P^m$, при этом в интервале давлений воздуха от 10 до $3 \cdot 10^{-1}$ Па $m \approx 0,11$, а при понижении давления от $3 \cdot 10^{-1}$ до $3 \cdot 10^{-2}$ Па показатель степени возрастает до 0,5.

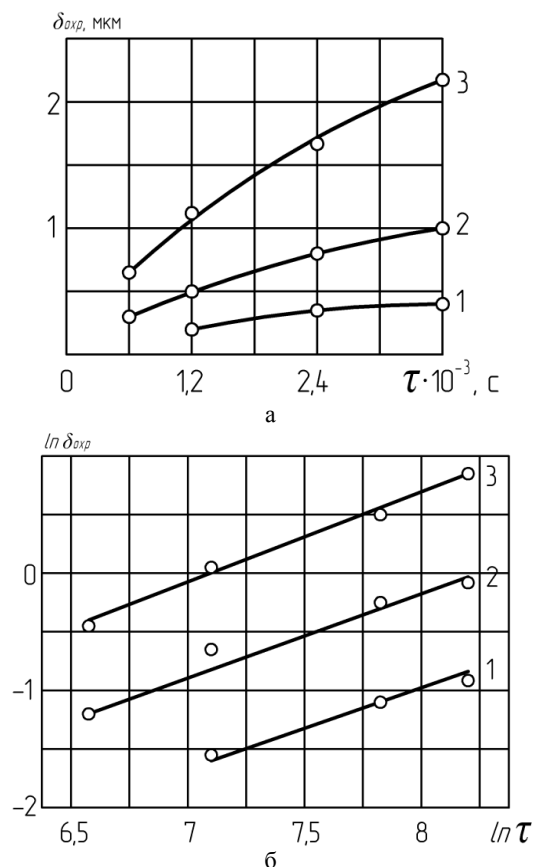


Рис. 5. Кинетика роста охрупченных слоев на сплаве ВТ6 (в координатах а - $\delta_{oxp}=\varphi(\tau)$, б - $\ln \delta_{oxp}=\varphi(\ln \tau)$) при отжиге в разреженном до $3 \cdot 10^{-2}$ Па воздухе и температурах, °С: 1 - 600, 2 - 650, 3 - 700

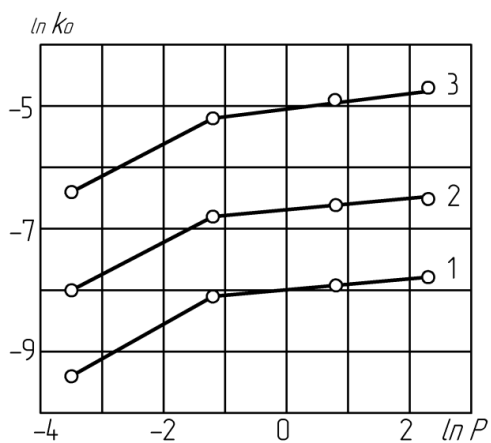


Рис. 6. Зависимость $\ln k_0=\varphi(\ln P)$ при температурах отжига, °С: 1 - 600, 2 - 650, 3 - 700

Найденные выше кинетические закономерности роста охрупченных слоев в зависимости от времени, температуры и остаточного давления воздуха при вакуумном отжиге сплава ВТ6 позволяют дать количественную оценку величины охрупченного слоя, образующегося на стадии нагрева до заданной температуры отжига.

Для расчетов были использованы скорости нагрева: 10 °С/с (индукционный нагрев); 1,0 °С/с (нагрев в лабораторных установках); 0,01...0,1 °С/с (нагрев в промышленных печах) при разрежениях воздуха 2,6 и $3 \cdot 10^{-2}$ Па.

Величина охрупченного слоя определялась интегрированием выражения $\delta_{oxp}^n=k_0 \cdot \tau$ по времени. Результаты расчетов приведены на рис. 7.

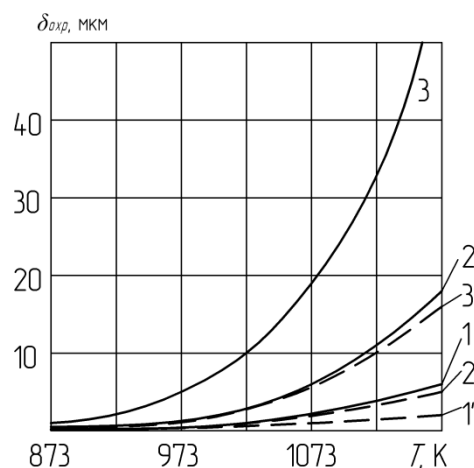


Рис. 7. Величина охрупченного слоя, образующегося на стадии нагрева до заданной температуры со скоростью 1,1' - 10 °С/с; 2,2' - 1,0 °С/с; 3,3' - 0,1 °С/с при отжиге в вакууме, Па: 1,2,3 - 2,6; 1',2',3' - $3 \cdot 10^{-2}$

Заключение

Для количественной оценки влияния режимов вакуумного отжига листового титанового сплава ВТ6 на глубину охрупченной части δ_{oxp} , образующегося оксидного слоя можно использовать параболическую зависимость $\delta_{oxp}^n=k_0 \cdot \tau$, характеризуемую показателем степени n и константой роста охрупченного слоя k_0 .

При отжиге в низком и среднем вакууме $\lambda \ll d$ (в нашем случае $P \geq 3 \cdot 10^{-1}$ Па)

$$n=2;$$

$$k_0=1,2 \cdot 10^4 \cdot P^{0,11} \cdot \exp(-127000/RT), \text{ мкм}^2/\text{с при}$$

$t \leq 600$ °С;

$$k_0=2,9 \cdot 10^9 \cdot P^{0,11} \cdot \exp(-217000/RT), \text{ мкм}^2/\text{с при}$$

$t > 600$ °С.

При отжиге в глубоком вакууме $\lambda \gg d$ (в нашем случае $P=3 \cdot 10^{-2}$ Па) и интервале температур 600-700 °С

$$n=1,6;$$

$$k_0=4,7 \cdot 10^7 \cdot P^{0,5} \cdot \exp(-185000/RT), \text{ мкм}^2/\text{с.}$$

Литература

1. Колачев Б.А., Садков В.В., Талалаев В.Д. Вакуумный отжиг титановых конструкций. М.: Машиностроение, 1991. 224 с.
2. Окисление титана и его сплавов / А.С. Бай, Д.И. Лайнер, Е.Н. Слесарева, М.И. Цыпин. М.: Металлургия, 1970. 320 с.
3. Цвиккер У. Титан и его сплавы. М.: Металлургия, 1979. 512 с.
4. Титановые сплавы в машиностроении / Б.Б. Чечулин, С.С. Ушков, И.Н. Разуваева, В.Н. Гольдфайн. М.: Машиностроение, 1977. 248 с.
5. Борисова Е.А., Шашенкова И.И., Захарова М.В. Влияние состояния поверхности деталей из титановых сплавов на их работоспособность после отжига в различных средах // Металловедение и термическая обработка металлов. 1986. № 8. С. 34-36.
6. Повторно-статическая выносливость листового сплава ОТ4 с не полностью удаленным поверхностным газонасыщенным слоем / А.Б. Коломенский, Б.А. Колачев, А.Н. Рошупкин, А.В. Дегтярев // Физико-химическая механика материалов. 1989. № 5. С. 112-114.
7. Пешков В.В., Булков А.Б., Коломенский А.Б. Фрактография, металлография и свойства титановых сплавов и диффузионно-сварных соединений / под ред. В.Г. Егорова. Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2017. 290 с.
8. Влияние вакуумного отжига на топографию поверхностей разрушения и повторно-статическую выносливость сплава ОТ4 / А.Б. Булков, В.В. Пешков, А.Б. Коломенский и др. // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 16. № 6. С. 113 – 120.

Поступила 10.02.2020; принята к публикации 25.03.2020

Информация об авторах

Булков Алексей Борисович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-960-124-38-11, e-mail: abulkov@cchgeu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7326-4846>

Пешков Владимир Владимирович - д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-473-278-38-84, e-mail: vlvpeshkov@cchgeu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2802-6574>

Селиванов Владимир Федорович – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-473-278-38-84, e-mail: vselivanov@cchgeu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6041-6484>

Михалевиц Наталья Евгеньевна - студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: natashmihalevich@mail.ru

KINETICS OF GROWTH OF GAS-SATURATED (EMBROKEN) LAYERS ON TITANIUM AT VACUUM ANNEALING

A.B. Bulkov, V.V. Peshkov, V.F. Selivanov, N.E. Mikhalevich

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: we studied the influence of the parameters of the vacuum annealing regime on the thickness of embrittled layers formed on the surface of titanium as a result of its interaction with the residual gases of the evacuated space. The thickness and structure of the layers were determined on samples of VT6 alloy obtained from 3 mm thick sheet metal. Samples were annealed in the temperature range 500–750 °C with a rarefaction of air from 10 to $3 \cdot 10^{-2}$ Pa. The dimensions of the brittle layers were determined by measuring the brittle propagation zone of the crack in the fracture of the samples and measuring the distance between surface cracks in the brittle layers formed during bending. To quantify the effect of the vacuum annealing regimes of VT6 titanium sheet alloy on the depth of the embrittled part of the formed oxide layer, we proposed to use a parabolic dependence characterized by an exponent and growth constant of the embrittled layer. By processing the experimental data, we established the effect on the growth kinetics of the embrittled layers of the annealing time, temperature, and the degree of rarefaction of the air. Based on the obtained kinetic laws of growth of embrittled layers, nomograms are constructed that allow one to determine the magnitude of the embrittled layer formed at the heating stage at different rates to a given annealing temperature

Key words: titanium alloys, annealing, gas saturated layers, embrittlement

References

1. Kolachev B.A., Sadkov V.V., Talalaev V.D. “Vacuum annealing of titanium structures” (“Vakuumnyy otzhig titanovykh konstruktsiy”), Moscow, Mashinostroenie, 1991, 224 p.
2. Bai A.S., Liner D.I., Slesareva E.N., Tsy-pin M.I. “Oxidation of titanium and its alloys” (“Okislenie titana i ego splyavov”). Moscow, Metallurgiya, 1970, 320 p.
3. Zwicker W. “Titanium and its alloys” (“Titan i ego splyav”), Moscow, Metallurgiya, 1976, 447 p.

4. Chechulin B. B., Ushkov S. S., Razuvaeva I.N., Goldfine V.N. “Titanium alloys in mechanical engineering” (“Titanovye splavy v mashinostroenii”), Moscow, Mashinostroenie, 1977, 248 p.
5. Borisova E.A., Shashenkova I.I., Zakharova M.V. “The effect of the surface condition of parts made of titanium alloys on their performance after annealing in various environments”, *Metallurgy and Heat Treatment of Metals (Metallovedenie i termicheskaya obrabotka metallov)*, 1986, no. 8, pp. 34-36.
6. Kolomenskiy A.B., Kolachev B.A., Roshchupkin A.N., Degtyarev A.V. “Re-static endurance of sheet alloy OT4 with incompletely remote gas-saturated surface layer”, *Physical-Chemical Mechanics of Materials (Fiziko-khimicheskaya mekhanika materialov)*, 1989, no. 5, pp. 112–114.
7. Peshkov V.V., Bulkov A.B., Kolomenskiy A.B. “Fractography, metallography and properties of titanium alloys and diffusion-welded joints” (“Fraktografiya, metallografiya i svoystva titanovykh splavov i diffuzionno-svarnykh soedineniy”), Voronezh, Nauchnaya kniga, 2017, 290 p.
8. Bulkov A.B., Peshkov V.V., Kolomenskiy A.B. “The effect of vacuum annealing on the topography of fracture surfaces and the re-static endurance of the OT4 alloy”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2019, vol. 16, no. 6, pp. 113-120.

Submitted 10.02.2020; revised 25.03.2020

Information about the authors

Aleksey B. Bulkov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: abulkov@cchgeu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7326-4846>
Vladimir V. Peshkov, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: vlvpeshkov@cchgeu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2802-6574>
Vladimir F. Selivanov, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: vselivanov@cchgeu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6041-6484>
Natal'ya E. Mikhalevich, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: natashmihalevich@mail.ru

ФОРМИРОВАНИЕ ИЗОТРОПНЫХ ЗОН В СТАЛЬНОЙ ПЛАСТИНЕ ТОЛЩИНОЙ 4 ММ

В.Н. Семькин, В.Н. Проценко, Д.А. Свиридов, А.В. Беско, И.Н. Касаткина

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: экспериментально исследовали возможность эффективного снятия остаточных напряжений в пластине из Ст3 размерами 150×150×4 мм при обработке последней выстрелами мелкой свинцовой дробью с одной стороны. Удельная кинетическая энергия трех выстрелов в сумме составила при этом 18 Дж/см². Методика исследования включала выявление полей траекторий главных напряжений (изостат) и изотропных зон физическим неразрушающим магнитоупругим методом. Использовали монофазный измеритель механических напряжений ИМН-4М с базой магнитоупругого датчика 5 мм. Разделяли главные напряжения методом разности касательных напряжений. До и после обработки выстрелами контролировали 392 узла координатной сетки, которую предварительно нанесли на образец. Установили, что благоприятные изотропные зоны от высокоскоростного воздействия дроби образуются с обеих сторон пластины. Эксперимент подтвердил результативность снижения остаточных напряжений выстрелами свинцовой дробью при обработке одной стороны пластины толщиной 4 мм. Показана на практике возможность подготовки тонкостенных заготовок и деталей для изделий точной механики и оптики, в которых деформации и нестабильность геометрических форм, вызываемые процессами изготовления и эксплуатации, должны быть минимизированы

Ключевые слова: остаточные напряжения, выстрелы свинцовой дробью, магнитоупругий метод, изостаты, изотропные зоны

Введение

Обработкой по патенту РФ №2593256 выстрелами свинцовой дробью (ВСД) с удельной кинетической энергией 30...60 Дж/см² сваренных встык стальных пластин достигается радикальное снижение в них уровня сварочных остаточных напряжений (ОН). В поле траекторий главных напряжений (другое название изостаты или линии тяжения) при этом возникают изотропные зоны (ИЗ) с весьма благоприятным напряженным состоянием (НС). В ИЗ нет возможности построить изостаты, но можно выявить и обозначить штрихами направления наибольших напряжений [1].

Установлено экспериментально, что воздействие ВСД только на одну лицевую сторону сварного соединения из низкоуглеродистой стали толщиной 6 мм вызывает снижение ОН на этой стороне на 80...90%, а на тыльной (обратной) менее чем на 30%. При толщине соединения 8 мм эффективность обработки для тыльной стороны снижается до 10%. Для достижения одинакового снятия ОН по всей толщине таких пластин их обрабатывают дробью с двух сторон. В этом случае расход дроби и затраты рабочего времени удваиваются.

В [2] определяли достаточность обработки ВСД тонкой пластины лишь с одной стороны.

Для пластины из низкоуглеродистой стали Ст3 (ГОСТ 380-2005) площадью 225 см² (150×150 мм) и толщиной 3 мм воздействие с удельной кинетической энергией 18 Дж/см² дало положительный результат – появились ИЗ и на лицевой, и на тыльной сторонах. Это доказало эффективность односторонней обработки стальных пластин такой толщины.

Постановка задачи

Целью настоящей работы ставили определение эффективности односторонней обработки ВСД пластины толщиной 4 мм. Условия эксперимента сохранили те же, что были для толщины 3 мм: материал – Ст3, габариты 150×150 мм, обработка – три выстрела с суммарной удельной энергией 18 Дж/см².

Методы исследования

Исследования этой пластины проводили магнитоупругим методом (МУМ) с помощью измерителя ИМН-4М системы радиоинженера Юршина А.Н. Основные технические характеристики прибора: база измерений 5 мм, рабочая частота 1000 Гц, приведенная к пределу пропорциональности погрешность измерений для плоского НС до 15%, погрешность угломера ±2°. Предварительно прибор ИМН-4М тарировали (снимали статическую характеристику) на

пластине из Ст3 толщиной 4 мм с помощью разрывной машины.

На лицевую и тыльную стороны наносили координатные сетки с ячейками 10×10 мм. Измерения значений разности главных напряжений $\Delta\sigma = \sigma_1 - \sigma_2$ и углов наклона главных площадок выполняли в узлах сеток. Их количество на каждой стороне пластины по 196. Контроль одного узла (точки) длился менее минуты.

Показания снимали в зачетной пластине до и после воздействия ВСД во всех 392 узлах, то есть 784 раза. Относительные значения измерений разности главных напряжений с помощью тарировочного графика переводили в мегапаскали (МПа). Разделяли главные напряжения методом разности касательных напряжений [3]. Используя массив значений углов наклона главных площадок, строили важную геометрическую характеристику поля напряжений – изостаты [4]. Изостаты наибольших главных напряжений S_{σ_1} обозначают тонкими линиями, а наименьших S_{σ_2} – штриховыми линиями.

До обработки ВСД на лицевой стороне пластины получили картину траекторий, представленную рис. 1, а на тыльной стороне – изображенную на рис. 2. Если совместить два эти поля «на просвет», то есть линии сетки А-А с А'-А'..., Б-Б с Б'-Б'..., О-О с О'-О' и сравнить траектории, то участки с совпадением изолиний относятся к участкам с плоским (двухосным) НС, а с несовпадением – к участкам с объемным (трехосным) НС [5]. В рассматриваемом случае, несмотря на незначительную толщину, примерно 60% пластины оказалось с трехосным НС.

На стрелковом полигоне произвели три выстрела с расстояния 10 м в лицевую сторону пластины. Ружье МЦ-108 Тульского оружейного завода 12 калибра. Патроны «Фетгер» с массой одного заряда из 340 свинцовых дробинок диаметром 2,4 мм – 28 г. Мелкая свинцовая дробь от стальной пластины не рикошетирует, а деформированной осыпается отвесно. Утилизация свинца при этом не составляет труда.

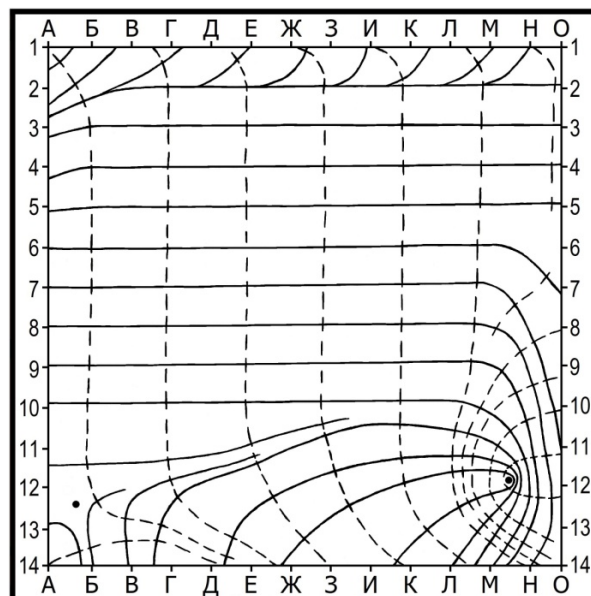


Рис. 1. Траектории наибольших S_{σ_1} (сплошные линии) и наименьших S_{σ_2} (штриховые линии) главных напряжений на лицевой стороне стальной пластины 150×150×4 мм до обработки ВСД

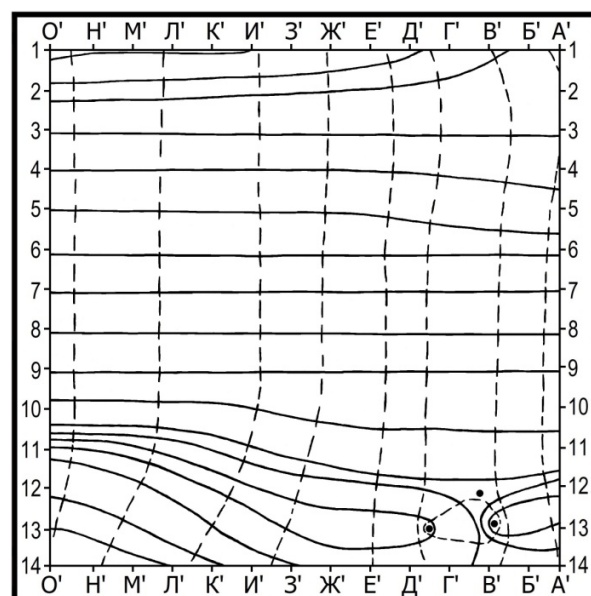


Рис. 2. Траектории наибольших S_{σ_1} (сплошные линии) и наименьших S_{σ_2} (штриховые линии) главных напряжений на тыльной стороне стальной пластины 150×150×4 мм до обработки ВСД

Результаты

Картинки полей после обработки ВСД представлены на рис. 3 для лицевой стороны и на рис. 4 – для тыльной стороны. В них ИЗ выделены нами серым цветом.

На лицевой стороне обработка дробью вызвала появление двух ИЗ. Первая простирается от верхней кромки пластины далее вдоль пра-

вой и выходит на середину нижней кромки. Вторая в составе десяти точек с хаотичной ориентацией главных площадок присутствует в упорядоченном поле изостат. Предполагаем, что периферийная локализация ИЗ и наличие траекторий в центре пластины обусловлены упругой деформацией прогиба ее середины под импульсным воздействием зарядов и последующими возвращениями к исходной геометрической форме.

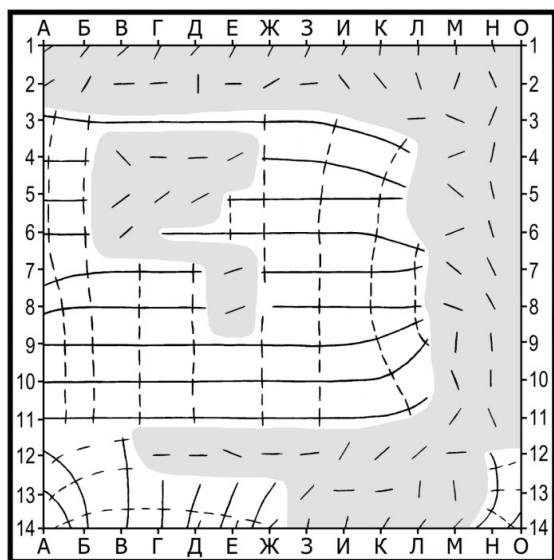


Рис. 3. Траектории наибольших S_{σ_1} (сплошные линии) и наименьших S_{σ_2} (штриховые линии) главных напряжений и изотропные зоны (серый цвет) на лицевой стороне стальной пластины $150 \times 150 \times 4$ мм после обработки ВСД

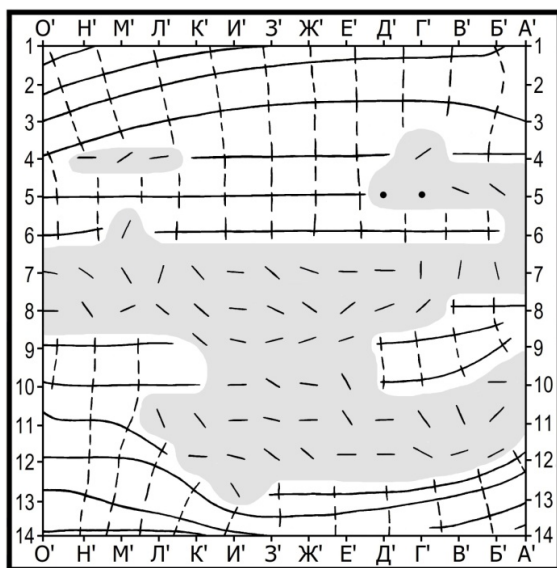


Рис. 4. Траектории наибольших S_{σ_1} (сплошные линии) и наименьших S_{σ_2} (штриховые линии) главных напряжений и изотропные зоны (серый цвет) на тыльной стороне стальной пластины $150 \times 150 \times 4$ мм после обработки ВСД

Рассмотрим рис. 4. Он иллюстрирует возникновение ИЗ неправильной, сложной, разветвленной формы преимущественно в нижней части тыльной стороны и дает однозначный положительный ответ об эффективности способа ВСД для стали толщиной 4 мм при односторонней обработке.

Обратимся к количественным характеристикам НС в исследуемой пластине, например, вдоль горизонтальной линии 7-7. Рис. 5 показывает для лицевой стороны знаки и значения продольных σ_x и поперечных σ_y напряжений до обработки ВСД. За ось X принимали нижнюю кромку (край) пластины, а за ось Y левую кромку. Рис. 6 раскрывает НС этой же стороны после ВСД. Его в обоих случаях можно определить, как близкое к одноосному сжатию. Обработка ВСД снизила напряжения сжатия в 2,5...3 раза.

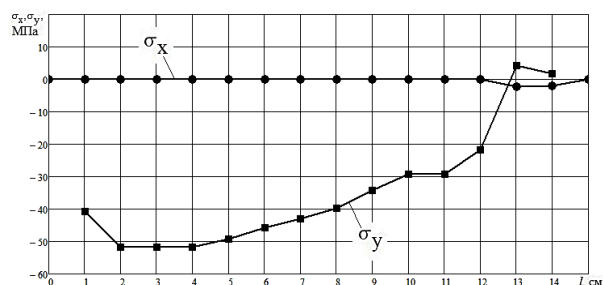


Рис. 5. Эпюры продольных σ_x и поперечных σ_y напряжений по линии 7-7 на лицевой стороне стальной пластины до обработки ВСД

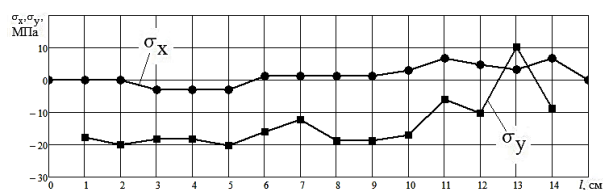


Рис. 6. Эпюры продольных σ_x и поперечных σ_y напряжений по линии 7-7 на лицевой стороне стальной пластины после обработки ВСД

Эпюры напряжений на тыльной стороне образца до ВСД (рис. 7) и после ВСД (рис. 8) схожи, однако, снижение в этом случае всего в 1,5 раза. Отметим также менее плавный характер эпюр после ВСД, что, вероятно, вызвано некоторым расхождением траекторий полета трех «роев» дробинок на дистанции 10 м до взаимодействия с образцом и, следовательно, комбинацией их наложения.

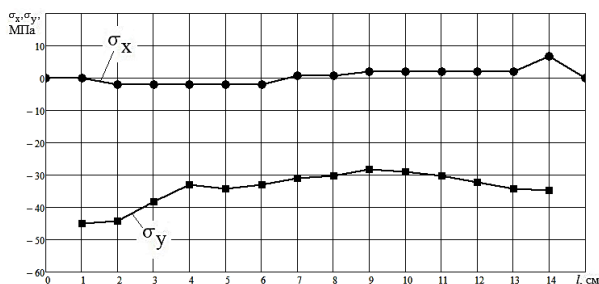


Рис. 7. Эпюры продольных σ_x и поперечных σ_y напряжений по линии 7-7 на тыльной стороне стальной пластины до обработки ВСД

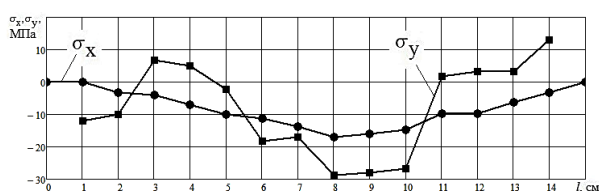


Рис. 8. Эпюры продольных σ_x и поперечных σ_y напряжений по линии 7-7 на тыльной стороне стальной пластины после обработки ВСД

Выводы

Эксперимент подтвердил эффективность снятия ОН способом ВСД даже при обработке одной стороны стальной пластины толщиной 4 мм. Впервые в этих условиях удалось получить благоприятную ИЗ на тыльной стороне без воздействия на нее непосредственно.

Поступила 03.02.2020; принята к публикации 26.03.2020

Информация об авторах

Семькин Владимир Николаевич – канд. техн. наук, доцент кафедры графики, конструирования и информационных технологий в промышленном дизайне, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел.+7 (473) 2-76-58-15, e-mail: icg-vgtu@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1257-7942>

Проценко Вера Николаевна – старший преподаватель кафедры инженерной и компьютерной графики, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел.+7 (920) 427-49-01, e-mail: icg-vgtu@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9175-796X>

Свиридов Дмитрий Алексеевич – канд. техн. наук, доцент кафедры графики, конструирования и информационных технологий в промышленном дизайне, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел.+7 (920) 462-44-71, e-mail: icg-vgtu@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6071-5898>

Бесько Александр Васильевич – канд. техн. наук, доцент кафедры инженерной и компьютерной графики, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел.+7 (951) 566-46-80, e-mail: icg-vgtu@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4283-6650>

Касаткина Ирина Николаевна – старший преподаватель кафедры инженерной и компьютерной графики, Воронежский государственный технический университет (394026, г. Воронеж, Россия, Московский проспект, 14), тел.+7 (951) 559-37-03, e-mail: icg-vgtu@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1577-7253>

FORMATION OF ISOTROPIC ZONES IN THE 4 MM STEEL PLATE

V.N. Semykin, V.N. Protsenko, D.A. Sviridov, A.V. Bes'ko, I.N. Kasatkina

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Работа открывает возможность существенного снижения напряжений в тонкостенных заготовках или деталях, предназначенных для комплектования промышленных изделий точной механики, оптики и т.д., в которых деформации и нестабильность геометрических форм, вызываемые процессами изготовления и эксплуатации, должны сводиться к минимуму.

Литература

1. Исследование изотропных зон в поле траекторий остаточных сварочных напряжений/ В.Н. Семькин, В.Н. Проценко, А.В. Бесько, Д.А. Свиридов // Сварка и Диагностика. 2018. №2. С. 23-27.
2. Формирование изотропных зон на двух сторонах стальной пластины толщиной 3 мм/ В.Н. Семькин, В.Н. Проценко, А.В. Бесько, Д.А. Свиридов, М.Ю. Хренов // Авиакосмические технологии (АКТ-2019): тр. XX Междунар. науч.-техн. конф. и шк. молодых ученых, аспирантов и студентов. ООО Фирма «Элистр», 2019. С. 176-183.
3. Магнитоупругий метод контроля металлических конструкций землеройно-транспортных и грузоподъемных машин/ Ю.Ф. Устинов, В.Н. Семькин, Ю.И. Калинин, А.В. Ульянов // Механизация строительства. 2009. №4. С. 7-11.
4. Выявление с помощью изостат напряженного состояния металлических конструкций строительных машин// Ю.Ф. Устинов, В.Н. Семькин, Ю.И. Калинин, А.В. Ульянов // Механизация строительства. 2009. №6. С. 8-11.
5. Пат. №2687528 В23К 31/12, РФ. G01N 1/00, G01N 3/00. Способ определения вида остаточных сварочных напряжений/ Семькин В.Н., Бесько А.В., Свиридов Д.А., Проценко В.Н.; Заявл. 13.06.2017. Оpubл. 14.05.2019.

Abstract: we investigated experimentally the possibility of effectively relieving residual stresses in a St3 plate with dimensions 150×150×4 mm when the latter was treated with small lead shots on one side. The specific kinetic energy of three shots in total was 18 J/cm². The research methodology included the identification of the fields of the trajectories of the main stresses (isostat) and isotropic zones by the physical non-destructive magnetoelastic method. We used a single-phase measuring instrument of mechanical stress IMN-4M with a 5 mm magnetoelastic sensor base. The principal stresses were separated by the method of difference in tangential stresses. Before and after processing by shots, 392 nodes of the coordinate grid, which were previously marked on the sample, were controlled. It was found that favorable isotropic zones from high-speed exposure to fractions are formed on both sides of the plate. The experiment confirmed the effectiveness of reducing residual stresses by lead shots when processing one side of a 4 mm thick plate. The possibility of preparing thin-walled blanks and parts for precision mechanics and optics products, in which the deformations and instability of geometric shapes caused by manufacturing and operation processes should be minimized, was shown in practice

Key words: residual stresses, pellet gunshots, magnetoelastic method, isostatics, isotropic zones

References

1. Semykin V.N., Protsenko V.N., Bes'ko A.V., Sviridov D.A. "Study of isotropic zones in the field of residual welding stress paths", *Welding and Diagnostics (Svarka i Diagnostika)*, 2018, no.2, pp. 23-27.
2. Semykin V.N., Protsenko V.N., Bes'ko A.V., Sviridov D.A., Khrenov M.Yu. "Formation of isotropic zones on both sides of a steel plate with a thickness of 3 mm", *Aerospace Technologies (AST-2019): Proc. of the XX International science and technical conference and school of young scientists, post graduate students (Aviakosmicheskie tekhnologii (AKT-2019): tr. XX Mezhdunar. nauch.-tekhn. konf. i shk. molodykh uchenykh, aspirantov i studentov)*, Elist, 2019, pp. 176-183.
3. Ustinov Yu.F., Semykin V.N., Kalinin Yu.I., Ul'yanov A.V. "Controlling metal structures magnetoelastic method of ground-transport and lifting machines", *Mechanization of Construction (Mekhanizatsiya stroitel'stva)*, 2009, no.4, pp.7-11.
4. Ustinov Yu.F., Semykin V.N., Kalinin Yu.I., Ul'yanov A.V. "Revealing stressed state of metal constructions of building machines by isostatics", *Mechanization of Construction (Mekhanizatsiya stroitel'stva)*, 2009, no.6, pp. 8-11.
5. Semykin V.N., Bes'ko A.V., Sviridov D.A., Protsenko V.N. "Determination of a residual welding strains type" ("Sposob opredeleniya vida ostatochnykh svarochnykh napryazheniy"), Russian Patent 2687528 B23K 31/12, G01N 1/00, G01N 3/00.

Submitted 03.02.2020; revised 26.03.2020

Information about the authors

Vladimir N. Semykin, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394016, Russia), tel.:+7 (473) 2-76-58-15, e-mail: icg-vgtu@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1257-7942>
Vera N. Protsenko, Assistant Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394016, Russia), tel.:+7 (920) 427-49-01, e-mail: icg-vgtu@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9175-796X>
Dmitriy A. Sviridov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Design and Information Technologies in Industrial Design, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394016, Russia), tel.:+7 (920) 462-44-71, e-mail: icg-vgtu@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6071-5898>
Aleksandr V. Bes'ko, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394016, Russia), tel.:+7 (951) 566-46-80, e-mail: icg-vgtu@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4283-6650>
Irina N. Kasatkina, Assistant Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394016, Russia), tel.:+7 (951) 559-37-03, e-mail: icg-vgtu@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1577-7253>

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ПЛАСТИЧНОСТИ ПОВЕРХНОСТНЫХ ГАЗОНАСЫЩЕННЫХ СЛОЕВ ТИТАНА В УСЛОВИЯХ БЕЗОКИСЛИТЕЛЬНОГО ОТЖИГА

А.Б. Булков, В.В. Пешков, И.Б. Корчагин, Д.А. Болдырев

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: целью данной работы являлось установление закономерностей развития процесса восстановления пластических свойств поверхностных газонасыщенных слоев титана в условиях безокислительного отжига. В качестве объекта исследования использованы образцы из листового проката титанового сплава ВТ6 толщиной 2 мм с газонасыщенным слоем толщиной 0,6 мкм, созданным в результате предварительного отжига. Растворение охрупченных слоев производилось в условиях изотермического безокислительного отжига в интервале температур 700...850 °С. Для оценки процесса восстановления пластичности поверхностных слоев использовали топографию деформированной поверхности при разрушении исследуемого образца изгибом. Определена температурно-временная область эффективности вакуумного отжига для восстановления пластических свойств титановых сплавов. Установлено, что этот эффект достигается за счет перераспределения кислорода из поверхностных слоев изделия по его объему. Получены зависимости, позволяющие оценивать параметры режима отжига (температуру и время), необходимые для очистки поверхности титана от охрупченной части газонасыщенных слоев в зависимости от их исходной толщины. Материалы статьи представляют практическую ценность для предприятий и организаций, разрабатывающих технологии изготовления тонкостенных конструкций из титана и его сплавов для авиационной и космической техники

Ключевые слова: титан, отжиг, газонасыщенные слои, пластичность, топография

Введение

В процессе вакуумного отжига, которому подвергаются сварные конструкции из титана и его сплавов для снятия остаточных напряжений и уменьшения содержания водорода, на их поверхности в результате взаимодействия с остаточными газами вакуумированного пространства формируются газонасыщенные слои, снижающие усталостные характеристики конструкции [1]. Наиболее опасной частью поверхностного газонасыщенного слоя является, так называемый, охрупченный слой, который имеет низкую пластичность и при деформации легко растрескивается, т.е. характеризуется низким сопротивлением зарождению трещин [2].

Усталостные характеристики титана, содержащего после вакуумного отжига газонасыщенные слои, могут быть восстановлены путем удаления (например, химическим травлением или механической обработкой) этих охрупченных слоев [3, 4]. Однако использование таких технологических процессов сопровождается безвозвратными потерями дорогостоящего титана и является неблагоприятным с точки зрения экологии.

О принципиальной возможности восстановления пластических свойств поверхностных газонасыщенных слоев и, как результат этого,

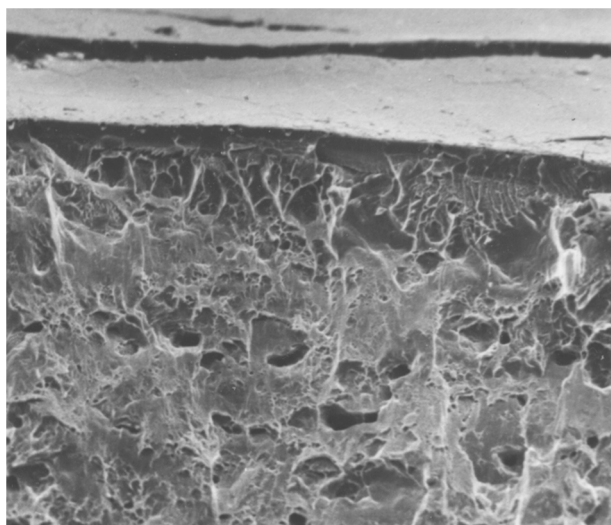
повышения служебных свойств титана путем его отжига, обеспечивающего перераспределение газов из поверхностных слоев по объему заготовки, отмечалось, например, в работе [1]. Однако приведенные в литературных источниках данные носят частный характер и не позволяют выполнить количественную оценку этого процесса.

Целью данной работы являлись установление закономерностей развития процесса восстановления пластических свойств поверхностных газонасыщенных слоев титана в условиях безокислительного отжига и получение зависимостей, позволяющих оценивать параметры режима отжига (температуру и время), необходимые для очистки поверхности титана от охрупченной части газонасыщенных слоев в зависимости от их исходной толщины.

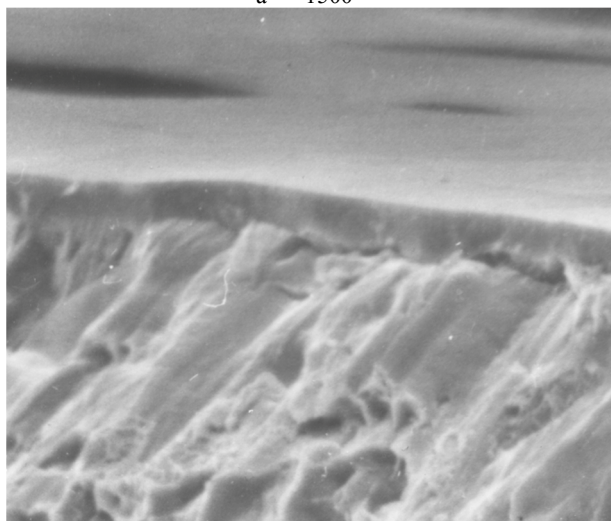
Методика экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования проводили на образцах диаметром 16 мм и толщиной 2 мм из серийно выпускаемого сплава ВТ6. Поверхности образцов шлифовали, полировали и обезжировали, а затем отжигали в вакуумной камере при разрежении воздуха до 2,6 Па при температуре 600 °С в течение 20 мин. В результате взаимодействия с остаточными газами вакуумированного пространства (в первую очередь с кислородом) на поверхности образцов формировались газонасыщенные слои, охруп-

ченная часть которых составляла $0,6 \pm 0,1$ мкм (рис. 1).



а – $\times 1500$



б – $\times 10000$



в – $\times 20000$

Рис. 1. Типичный вид в изломе охрупченных слоев, формирующихся на поверхности образцов в процессе отжига при 600°C и разрежении воздуха $2,6$ Па

Затем при разрежении воздуха до $6 \cdot 10^{-2}$ Па для восстановления пластических свойств поверхностных слоев титана отжигали одновременно по два образца, между исследуемыми поверхностями которых помещали прокладку в виде шайбы из титановой фольги толщиной $0,08$ мм, препятствующую контактированию поверхностей (рис. 2).

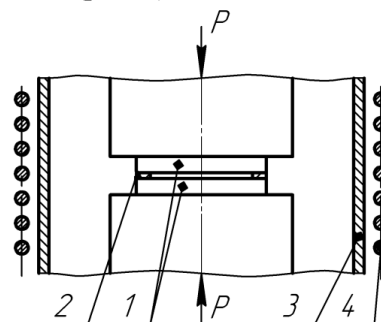


Рис. 2. Схема расположения образцов при восстановительном отжиге: 1 – образцы с охрупченными слоями, 2 – шайба, 3 – стенка вакуумной камеры, 4 – нагреватель

Исключение возможности попадания газов из вакуумной камеры в зазор между образцами достигалось их сжатием с усилием $P=50$ Н. При этом в пространстве между образцами при нагреве в результате абсорбции остаточных газов титаном развивался процесс автовакуумирования и создавались условия безокислительного отжига [5].

В качестве критерия развития процесса восстановления пластичности поверхностных слоев использовали топографию деформированной поверхности при разрушении исследуемого образца изгибом.

Так, после разрушения образцов без термообработки и при отсутствии на их поверхности охрупченных слоев в зоне наибольшей деформации формируется типичный «бугристый» рельеф с проявлением в отдельных местах следов скольжения (рис. 3, а).

На образцах, имевших на поверхности охрупченные слои, сформировавшиеся в процессе вакуумного отжига, зона максимальной деформации характеризуется наличием регулярно расположенных трещин, расстояние между которыми пропорционально толщине охрупченного слоя (рис. 3, б).

Отжиг в условиях автовакуумирования образцов с газонасыщенными слоями показал, что по мере увеличения длительности отжига (или повышения его температуры) топография поверхности в зоне деформации характеризуется нерегулярностью расположения трещин и увеличением расстояния между ними (рис. 3, в–д).

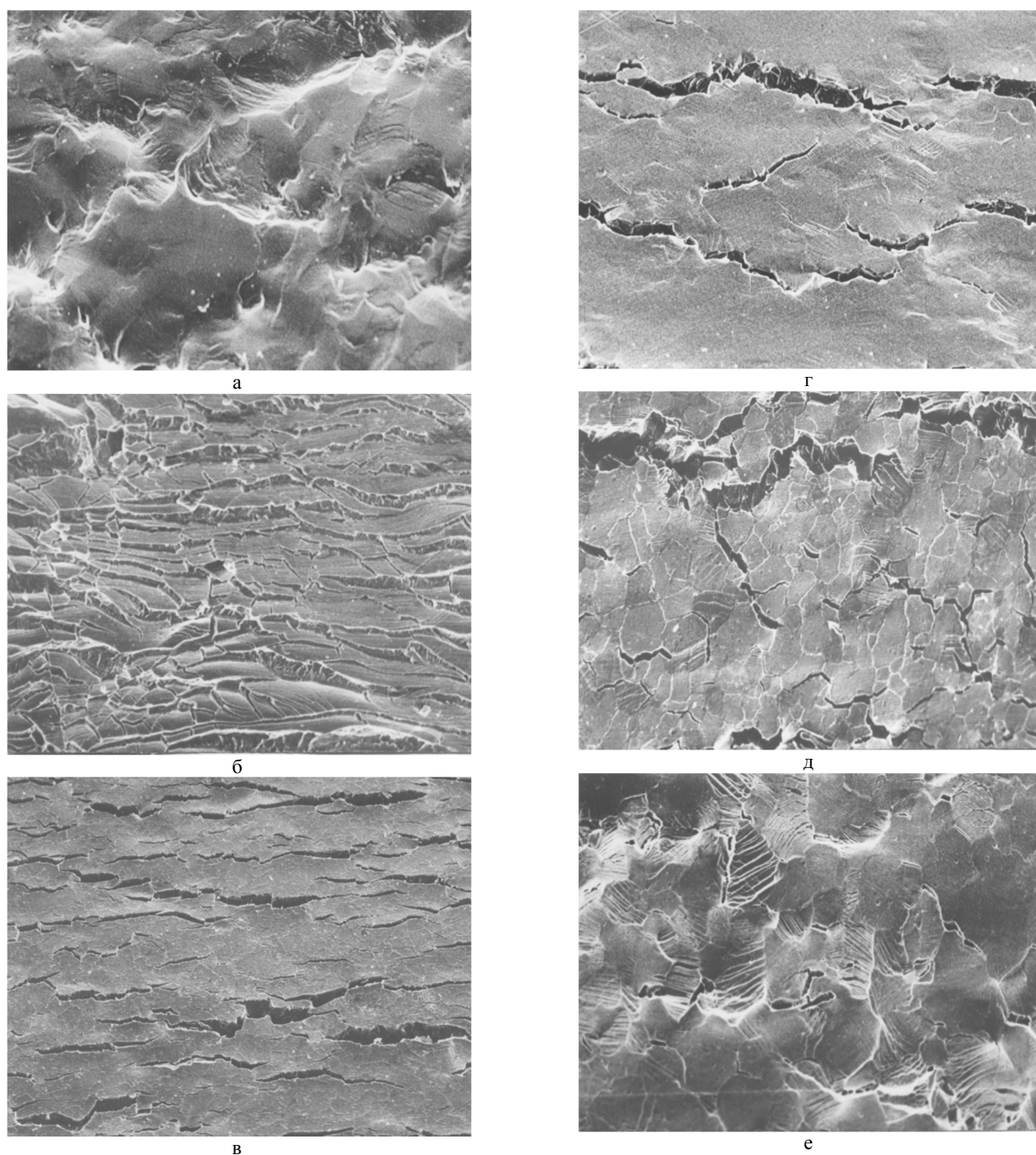


Рис. 3. Типичные виды топографии деформированной поверхности образцов в состоянии поставки (а), после окисления при 600 °С (б) и последующего вакуумного отжига с увеличением времени (в→г→д→е), $\times 1000$

Это можно объяснить увеличением глубины охрупченной части газонасыщенного слоя при одновременном уменьшении градиента концентрации газа, обусловленном его диффузионным перераспределением по глубине газонасыщенного слоя.

Дальнейшее увеличение длительности отжига приводит к образованию в зоне наибольшей деформации специфического рельефа с

наличием следов скольжения без растрескивания поверхности (рис. 3, е).

Способность титана с охрупченными слоями после отжига в условиях автовакуумирования деформироваться без растрескивания поверхности следует считать признаком восстановления ее пластических свойств, а в качестве кинетического параметра процесса восстановления пластичности можно использовать время

(τ_0), необходимое для восстановления этих свойств.

Целью экспериментальных исследований было определение времени τ_0 в условиях изотермического безокислительного отжига в интервале температур 700...850 °С при исходной толщине охрупченного слоя $\delta \approx 0,6$ мкм.

Результаты экспериментальных исследований

Проведенные эксперименты показали, что с повышением температуры отжига время τ_0 уменьшается и составляет: при 700 °С – 36000 с; при 750 °С – 7200 с; при 800 °С – 1800 с; при 850 °С – 300 с.

Если рассматривать процесс восстановления пластических свойств охрупченных газонасыщенных слоев в условиях безокислительного отжига как результат диффузии газов из плоского источника, находящегося на поверхности полубесконечного тела, в его глубину, то изменение концентрации газа - C на поверхности в зависимости от времени - τ отжига описывается уравнением [6]:

$$C(\tau) = \frac{\alpha}{2\sqrt{D\tau}}, \quad (1)$$

где α – величина, пропорциональная толщине охрупченного газонасыщенного слоя - δ ; $D = D_0 \exp(-E/RT)$ – коэффициент диффузии; E – энергия активации процесса, контролирующего понижение концентрации газа в охрупченном слое; T – температура отжига.

Из приведенного уравнения следует, что время τ_0 , необходимое для понижения концентрации газа на поверхности до величины C_0 (C_0 – концентрация газа, при которой поверхностные слои титана восстанавливают свою пластичность и при деформации не растрескиваются), находится в экспоненциальной зависимости от температуры:

$$\tau_0 = k \cdot \exp(E/RT), \quad (2)$$

где $k = \alpha^2 / (4 \cdot D_0 \cdot C_0^2)$ можно считать постоянной величиной в условиях проведенного эксперимента.

Тогда

$$\ln \tau_0 = E/R \cdot 1/T + \ln k. \quad (3)$$

Опытные данные в координатах $\ln \tau_0 - 1/T$ укладываются на прямую линию (рис. 4), из углового коэффициента которой следует, что эффективная энергия активации процесса восстановления свойств поверхности титановых образцов деформироваться без растрескивания составляет 273 кДж/моль. Сопоставление найденного значения с энергией активации

процесса диффузии кислорода в титане (которая, например, согласно [7] составляет 258 кДж/моль) дает основание считать, что процесс восстановления пластических свойств охрупченных газонасыщенных слоев, образующихся на поверхности титана при его отжиге в вакууме 2,6 Па, контролируется диффузией кислорода в металлической основе.

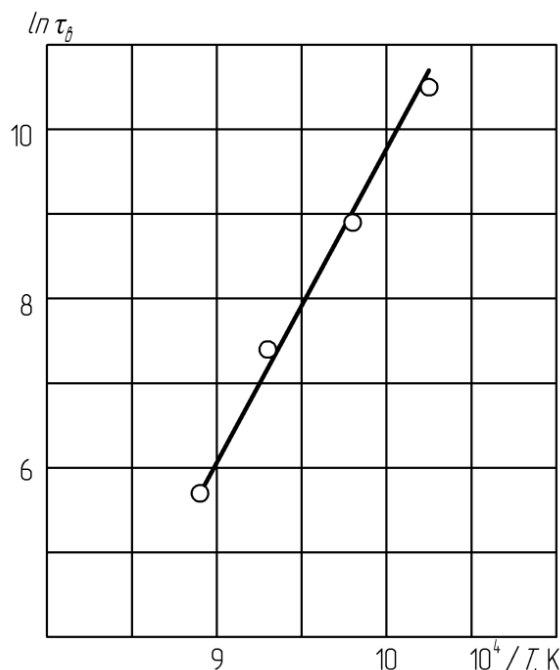


Рис. 4. Зависимость $\ln \tau_0 - \varphi(1/T)$ для сплава ВТ6

Из уравнения (1) следует, что $\alpha = C(\tau) \cdot 2 \cdot (D \cdot \tau)^{0.5}$. Так как величина α пропорциональна толщине охрупченного слоя δ , то кинетика процесса восстановления пластических свойств этого слоя за счет растворения кислорода в титане может быть описана параболическим законом

$$\delta^2 = k_p \cdot \tau_0, \quad (4)$$

где k_p – константа восстановления пластических свойств охрупченных слоев за счет перераспределения кислорода между слоем и металлической основой.

Используя выражение (4) и приведенные выше результаты экспериментальных данных по зависимости $\tau_0 = \varphi(t_{отж})$ при исходной толщине охрупченного слоя $\delta \approx 0,6$ мкм, можно дать количественную оценку величины k_p для сплава ВТ6 в зависимости от температуры отжига: для температур 700, 750, 800, 850 °С она составляет соответственно 10^{-5} , $5 \cdot 10^{-5}$, $2 \cdot 10^{-4}$, $1,2 \cdot 10^{-3}$ мкм²/с.

Найденные значения k_p могут быть аппроксимированы выражением:

$$k_p = 5 \cdot 10^9 \cdot \exp(273000/RT), \text{ мкм}^2/\text{с}. \quad (5)$$

Результаты оценки времени τ_θ и температуры T безокислительного отжига, необходимых для восстановления слоя толщиной δ , рассчитанные по выражению

$$\tau_\theta = 2 \cdot 10^{-10} \cdot \exp(32836/T) \cdot \delta^2, \text{ с}, \quad (6)$$

приведены на рис. 5.

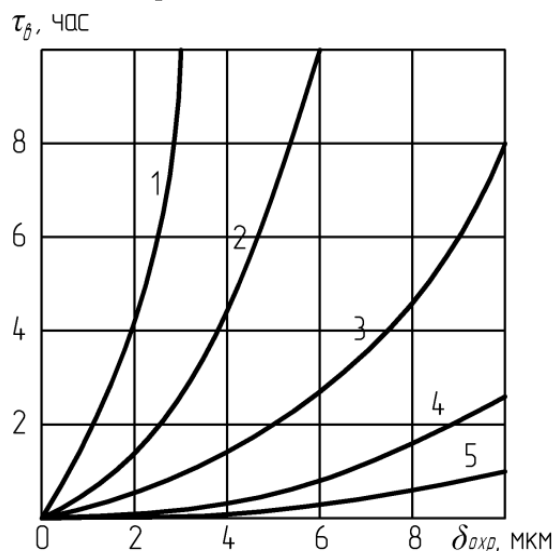


Рис. 5. Зависимость $\tau_\theta = \varphi(\delta_{окр})$ при температурах отжига, °C: 1 – 800; 2 – 850; 3 – 900; 4 – 950; 5 – 1000

Так, после полного вакуумного отжига сварной конструкции из сплава ВТ6 при 700 °C в течение 2 часов формируется охрупченный слой толщиной ~7 мкм, что приводит к снижению повторно-статической выносливости листового сплава ВТ6 (при испытаниях на растяжение с частотой 0,7...0,8 Гц, коэффициентом асимметрии цикла $R=+0,1$ и максимальным напряжением $\sigma_{max} \approx 0,8\sigma_\theta$ по методике [3, 4]) на 65 %. Восстановление пластических свойств поверхности и повышение повторно-статической выносливости до уровня материала без газонасыщенного слоя в данном случае может быть достигнуто безокислительным отжи-

гом при 900 °C в течение 4 часов или при 950 °C в течение 1 часа.

Заключение

В результате проведенных исследований получена эмпирическая зависимость $\tau_\theta = \varphi(\delta, T)$, позволяющая оценивать время τ_θ и температуру T безокислительного отжига, обеспечивающего восстановление пластических свойств охрупченного газонасыщенного слоя толщиной δ и повышение повторно-статической выносливости листового сплава ВТ6 до уровня материала без газонасыщенного слоя за счет перераспределения кислорода из поверхностных слоев изделия по его объему.

Литература

1. Колачев Б.А., Садков В.В., Талалаев В.Д. Вакуумный отжиг титановых конструкций. М.: Машиностроение, 1991. 224 с.
2. Определение глубины охрупченной части окисленного слоя на поверхности титана / В.В. Пешков, Г.Д. Дель, Л.М. Орлова, В.Н. Милютин // Заводская лаборатория. 1986. № 9. С.75-77.
3. Повторно-статическая выносливость листового сплава ОТ4 с не полностью удаленным поверхностным газонасыщенным слоем / А.Б. Коломенский, Б.А. Колачев, А.Н. Рошупкин, А.В. Дегтярев // Физико-химическая механика материалов. 1989. № 5. С. 112-114.
4. Влияние регламентированного съема травлением поверхностного газонасыщенного слоя на долговечность при малоцикловой усталости листов из титана ВТ1-0 / А.Б. Коломенский, Б.А. Колачев, А.В. Дегтярев, А.Н. Рошупкин // Технология легких сплавов. 1990. № 6. С. 20-24.
5. Автовакуумирование в контактном зазоре при диффузионной сварке титана / В.В. Пешков, Г.П. Бесплохотный, Л.В. Усачева, В.Р. Петренко // Сварочное производство. 2004. № 11. С. 15-17.
6. Шьюмон П. Диффузия в твердых телах. М.: Металлургия, 1966. 195 с.
7. Цвиккер У. Титан и его сплавы. М.: Металлургия, 1979. 511 с.

Поступила 14.02.2020, принята к публикации 25.03.2020

Информация об авторах

Булков Алексей Борисович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-960-124-38-11, e-mail: abulkov@cchgeu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7326-4846>

Пешков Владимир Владимирович - д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-473-278-38-84, e-mail: vlvlpeshkov@cchgeu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2802-6574>

Корчагин Илья Борисович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-950-756-82-83, e-mail: ikorchagin@cchgeu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2399-2319>

Болдырев Дмитрий Алексеевич - магистрант, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-980-541-55-90, e-mail: dim.boldirev@yandex.ru

RESTORATION OF PLASTICITY OF SURFACE GAS-SATURATED TITANIUM LAYERS UNDER CONDITIONS OF NON-OXIDATIVE ANNEALING

A.B. Bulkov, V.V. Peshkov, I.B. Korchagin, D.A. Boldyrev

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the purpose of this work was to establish the regularities of the process of restoring the plasticity of surface gas-saturated layers of titanium under conditions of non-oxidative annealing. As an object of study, we used samples from rolled sheet of VT6 titanium alloy with a thickness of 2 mm with a gas-saturated layer of 0.6 μm , created as a result of preliminary annealing. The embrittled layers were dissolved under the conditions of isothermal, non-oxidative annealing in the temperature range of 700..850 °C. To assess the process of restoring the plasticity of surface layers, we used the topography of the deformed surface during destruction by bending of the test sample. The temperature-time range of the vacuum annealing efficiency was determined to restore the plastic properties of titanium alloys. We established that this effect is achieved due to the redistribution of oxygen from the surface layers of the product over its volume. We obtained the dependencies that make it possible to estimate the parameters of the annealing regime (temperature and time) necessary for cleaning the titanium surface from the embrittled part of gas-saturated layers, depending on their initial thickness. The materials of this article are of practical value for enterprises and organizations developing technologies for the manufacture of thin-walled structures of titanium and its alloys for aviation and space technology

Key words: titanium, annealing, gas-saturated layers, plasticity, topography

References

1. Kolachev B.A., Sadkov V.V., Talalaev V.D. "Vacuum annealing of titanium structures" ("Vakuumnyy otzhig titanovykh konstruktsiy"), Moscow, Mashinostroenie, 1991, 224 p.
2. Peshkov V. V., Del G. D., Orlova L. M., Milyutin V. N. "Determination of the depth of the embrittled part of the oxidized layer on the surface of titanium", *Factory laboratory (Zavodskaya laboratoriya)*, 1986, no. 9, pp. 75-77.
3. Kolomenskiy A.B., Kolachev B.A., Roshchupkin A.N., Degtyarev A.V. "Re - static endurance of sheet alloy OT4 with incompletely removed gas-saturated surface layer", *Physical Chemical Mechanics of Materials (Fiziko-khimicheskaya mekhanika materialov)*, 1989, no. 5, pp. 112-114.
4. Kolomenskiy A.B., Kolachev B.A., Degtyarev A.V., Roshchupkin A.N. "Influence of regulated removal by etching of a surface gas-saturated layer on durability at low-cycle fatigue of sheets made of titanium VT1-0", *Technology of Light Alloys (Tekhnologiya legkikh splavov)*, 1990, no. 6, pp. 20-24.
5. Peshkov V. V., Besplokhotnyy G. P., Usacheva L. V., Petrenko V. R. "Auto vacuum in the contact gap during diffusion welding of titanium", *Welding Production (Svarochnoye proizvodstvo)*, 2004, no. 11, pp. 15-17.
6. Shumon P. "Diffusion in solids" ("Diffuziya v tverdykh telakh"), Moscow: Metallurgy, 1966, 195 p.
7. Zwicker W. "Titanium and its alloys" ("Titan i yego splavy"), Moscow: Metallurgy, 1976, 447 p.

Submitted 14.02.2020; revised 25.03.2020

Information about the authors

Aleksey B. Bulkov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University, (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: abulkov@cchgeu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7326-4846>

Vladimir V. Peshkov, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University, (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: vlvpeshkov@cchgeu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2802-6574>

Il'ya B. Korchagin, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: ikorchagin@cchgeu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2399-2319>

Dmitriy A. Boldyrev - MA, Voronezh State Technical University, (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: dim.boldyrev@yandex.ru