

ISSN 2500—0381

Электронная версия

ISSN 0021—3454

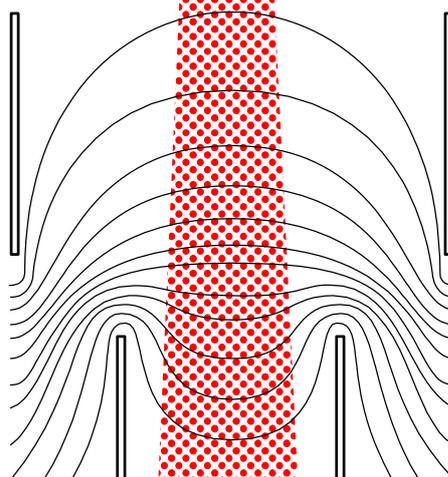
Печатная версия

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ  
**П Р И Б О Р О С Т Р О Е Н И Е**  
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ



№ **1**  
Т. 65  
2022

Journal of **I**nstrument **E**ngineering



## ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

*проф. А. А. БОБЦОВ*

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

*А. П. АЛЕШКИН, проф., ВКА им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия*  
*В. В. ГРИГОРЬЕВ, проф., Университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия*  
*И. П. ГУРОВ, проф., Университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия*  
*В. В. ЕФИМОВ, проф., ВКА им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия*  
*Т. А. ИСМАИЛОВ, проф., ДГТУ, Махачкала, Россия*  
*В. М. МУСАЛИМОВ, проф., Университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия*  
*В. О. НИКИФОРОВ, проф., Университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия*  
*А. А. ПЫРКИН (зам. главного редактора), проф., Университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия*  
*В. Я. РАСПОПОВ, проф., ТГУ, Тула, Россия*  
*Л. А. СЕВЕРОВ, проф., ГУАП, Санкт-Петербург, Россия*  
*Б. В. СОКОЛОВ, проф., СПбФИЦ РАН, Санкт-Петербург, Россия*  
*В. С. ТИТОВ, проф., ЮЗГУ, Курск, Россия*  
*В. С. ТОМАСОВ, доц., Университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия*  
*И. Б. ФЕДОРОВ, акад. РАН, МГТУ им. Н. Э. Баумана, Москва, Россия*  
*Н. Б. ФИЛИМОНОВ (зам. главного редактора), проф., МГУ им. М. В. Ломоносова, Москва, Россия*  
*В. Б. ШЛИШЕВСКИЙ, проф., СГГА, Новосибирск, Россия*  
*А. С. ЮЩЕНКО, проф., МГТУ им. Н. Э. Баумана, Москва, Россия*

## ИНОСТРАННЫЕ ЧЛЕНЫ РЕДКОЛЛЕГИИ

*С. В. АБЛАМЕЙКО, акад. НАН Беларуси, БГУ, Минск, Беларусь*  
*Р. М. АЛГУЛИЕВ, акад. НАН Азербайджана, Институт информационных технологий НАНА, Баку, Азербайджан*  
*Т. ЗЕЕГЕР, проф., Университет Зигена, Зиген, Германия*  
*Т. ОРЛОВСКА-КОВАЛЬСКА, проф., Университет Технологий, Вроцлав, Польша*  
*Э. РОМЕРО-КАДАВАЛ, проф., Университет Экстремадура, Бадайоз, Испания*  
*Р. СТЖЕЛЕЦКИ, проф., Институт Электротехники в Варшаве, Гдыня, Польша*

Ответственный секретарь *М. В. Лебецкая*

Редактор *И. М. Игошина*

Набор, верстка: *М. В. Герасимова*

Перевод: *Ю. И. Копилевич*

Адрес: 197101, Санкт-Петербург, Кронверкский пр., 49, лит. А, Университет ИТМО

Телефон: (812) 480-02-73, E-mail: [pribor@mail.ifmo.ru](mailto:pribor@mail.ifmo.ru)

[http:// pribor.ifmo.ru/](http://pribor.ifmo.ru/)

---

*Подписано в печать 27.01.2022 г.*

---

*Отпечатано в учреждении „Университетские телекоммуникации“*

*Адрес: 197101, Санкт-Петербург, Кронверкский пр., 49, лит. А*

*Телефон: (812) 915-14-54, E-mail: [Prudentov@tibir.ru](mailto:Prudentov@tibir.ru)*

***Редколлегия просит авторов и рецензентов отнестись с пониманием к ужесточению требований к рукописям и изменению формы подачи материала в журнале.***

***Аннотация*** объемом 150—250 слов должна отражать содержание статьи: предмет исследования, цель работы, метод проведения работы, краткое описание экспериментальных или теоретических исследований, полученные результаты и рекомендации по их применению.

***Ключевые слова***, служащие идентификаторами при предметном поиске, должны однозначно отражать содержание статьи. Основное ключевое слово/словосочетание указывается первым, общее количество ключевых слов — не менее 5.

***Список литературы***: для обзорной статьи рекомендуется приводить не менее 50 источников, для полнотекстовой статьи — не менее 15, для краткого сообщения — не менее 8 (при составлении списка преимущество следует отдавать изданиям, включенным в международные базы цитирования Scopus и Web of Science).

Новые требования к оформлению рукописи размещены на сайте журнала <http://pribor.ifmo.ru/>



Адрес: 197101, Санкт-Петербург,  
Кронверкский пр., 49, лит. А, Университет ИТМО  
Телефон: (812) 480-02-73  
[http:// pribor.ifmo.ru/](http://pribor.ifmo.ru/)  
E-mail: [pribor@mail.ifmo.ru](mailto:pribor@mail.ifmo.ru)

Журнал публикует научные обзоры, полнотекстовые статьи и краткие сообщения, отражающие результаты практических и теоретических исследований в области приборостроения.

Журнал содержит следующие разделы: информационные технологии и системы, приборы и системы автоматического управления, вычислительная техника, приборы навигации, элементы и устройства вычислительной техники и систем управления, оптические и оптико-электронные приборы и системы, акустические приборы и системы, приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий, приборы, системы и изделия медицинского назначения, технология приборостроения, научные и практические разработки. По договоренности с Редакцией может быть опубликован специальный тематический выпуск, посвященный достаточно узкой проблеме приборостроения.

Рукопись подается по электронной почте: [pribor@mail.ifmo.ru](mailto:pribor@mail.ifmo.ru). Редакция принимает рукопись к рецензированию при условии получения полного комплекта документов, включающего:

- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (формат PDF);
- файлы рукописи статьи, оформленные в соответствии с требованиями журнала;
- сведения об авторах, заполненные по шаблону (на русском и английском языке);
- договор о передаче авторских прав.

Рукопись должна содержать:

- название статьи (на русском и английском языке), индекс УДК;
- аннотацию (150—250 слов, на русском и английском языке), ключевые слова (не менее 5 и не более 25, на русском и английском языке), основной текст, список литературы;
- рисунки: каждый на отдельном листе формата А4 (не заверстывать в текст), таблицы.

Объем текста (оформленного в соответствии с требованиями журнала — шрифт Times New Roman, размер — 14 пт, межстрочный интервал 1,5, поля — сверху и слева 25 мм, снизу 20 мм, справа 10 мм) должен составлять 10—20 страниц, краткого сообщения — 3—5. Объем обзора предварительно согласовывается с Редакцией.

Список литературы (рекомендуется): для обзорной статьи — не менее 50, для полнотекстовой статьи — не менее 15, для краткого сообщения — не менее 8 литературных источников (не менее половины из них должны представлять собой ссылки на издания, включенные в международные базы цитирования Scopus и Web of Science). Список литературы должен формироваться в порядке появления ссылок в тексте.

**Не допускается** выравнивание с помощью пробелов, табуляций и символов конца абзаца. Эти символы при необходимости могут вставляться не более одного раза подряд (**не переносить с помощью дефисов**).

Формулы и отдельные символы набираются с использованием редактора формул MathType (Microsoft Equation). **Не вставлять** формулы из пакетов MathCad и MatLab. Размер шрифта в формулах — по умолчанию. Все переменные набираются курсивом, греческие буквы — прямым шрифтом, полужирные символы в формуле — стилем „матрица вектор“, русские символы — стилем „текст“, векторы следует набирать полужирным шрифтом без стрелок.

Рисунки выполняются в градациях серого в одном из форматов приложений Microsoft (Word, Excel, PowerPoint), предпочтителен векторный формат. Кривые на графиках следует помечать цифрами (1, 2, 3 и т.д.) или/и задавать линиями разного стиля (пунктир, штрихпунктир, жирная); толщина осей должна быть не менее 0,5 пт, иначе качество печати не гарантируется.

Датой поступления статьи считается последняя после доработки.

Плата за публикацию не взимается.

## СОДЕРЖАНИЕ

### ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Ефанов Д. В., Абдуллаев Р. Б., Лесковец И. В.** Применение полиномиальных кодов при синтезе схем встроенного контроля для комбинационных устройств по методу логического дополнения ..... 5
- Зиятдинов С. И.** Синтез дискретных полосовых и режекторных фильтров с использованием инвариантных импульсных и переходных характеристик..... 19
- Стародубцев В. Г., Подолина Е. Ю., Келоглян А. Х.** Предпочтительные пары ГМВ-последовательностей с периодом  $N=1023$  для систем передачи цифровой информации ..... 28

### ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

- Вертегел Д. А.** Прецизионный электропривод на базе многофазного синхронного двигателя ..... 36

### ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

- Атнашев А. Б., Цыбрин В. Г.** Повышение точности и быстродействия оптического дальномера за счет корреляционной обработки сигнала ..... 44

### ТЕХНОЛОГИЯ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ

- Пьяе П. А., Помпеев К. П., Николаев А. Д., Васильев О. С., Горный С. Г.** Модернизация конструкции корпуса лазерной головки с учетом возможностей аддитивного оборудования..... 49

### НАУЧНЫЕ И ПРАКТИЧЕСКИЕ РАЗРАБОТКИ

- Ефремов Л. В., Тикалов А. В.** Метод оценивания линейной и объемной износостойкости материалов ..... 58
- Безбородов А. К., Деева И. Ю.** Поиск месторождений-аналогов на основе кластеризации байесовских сетей..... 64

## EDITOR-IN-CHIEF

*prof. ALEXEY BOBTSOV*

## EDITORIAL BOARD

*ALESHKIN ANDREY, prof., A. F. Mozhaisky Military Space Academy, St. Petersburg, Russia*

*GRIGORIEV VALERY, prof., ITMO University, St. Petersburg, Russia*

*GUROV IGOR, prof., ITMO University, St. Petersburg, Russia*

*EFIMOV VLADIMIR, prof., A. F. Mozhaisky Military Space Academy, St. Petersburg, Russia*

*ISMAILOV TAGIR, prof., DSTU, Makhachkala, Russia*

*MUSALIMOV VIKTOR, prof., ITMO University, St. Petersburg, Russia*

*NIKIFOROV VLADIMIR, prof., ITMO University, St. Petersburg, Russia*

*PYRKIN ANTON, prof., Deputy Chief Editor, ITMO University, St. Petersburg, Russia*

*RASPOPOV VLADIMIR, prof., TSU, Tula, Russia*

*SEVEROV LEONID, prof., SUAI, St. Petersburg, Russia*

*SOKOLOV BORIS, prof., SPbFRC RAS, St. Petersburg, Russia*

*TITOV VITALY, prof., SWSU, Kursk, Russia*

*TOMASOV VALENTIN, prof., ITMO University, St. Petersburg, Russia*

*FEDOROV IGOR, acad., N. E. Bauman MSTU, Moscow, Russia*

*FILIMONOV NIKOLAY, prof., Deputy Chief Editor, M. V. Lomonosov MSU, Moscow, Russia*

*SHLISHEVSKY VIKTOR, prof., SSGA, Novosibirsk, Russia*

*YUSHCHENKO ARKADY, prof., N. E. Bauman MSTU, Moscow, Russia*

## FOREIGN MEMBERS

*ABLAMEYKO SERGEY, acad., Belarusian State University, Minsk, Belarus*

*ALGULIYEV RASIM, acad., Institute of Information Technology of ANAS, Baku, Azerbaijan*

*ORLOWSKA-KOWALSKA TERESA, prof., University of Technology, Wroclaw, Poland*

*ROMERO-CADAVAL ENRIQUE, prof., University of Extremadura, Badajoz, Spain*

*SEEGER THOMAS, prof., University of Siegen, Siegen, Germany*

*STRZELECKI RYSZARD, prof., Electrotechnical Institute in Warsaw, Gdynia, Poland*

*Executive secretary Marina V. Lebetskaya*

*Editor Irina M. Igoshina*

*Page-proof, makeup Maria V. Gerasimova*

*Translation of Yuriy I. Kopilevich*

Address: ITMO University, Kronverksky pr. 49, bldg. A, St. Petersburg, Russia, 197101

Tel: (812) 480-02-73

Site: [pribor.ifmo.ru](http://pribor.ifmo.ru)

E-mail: [pribor@mail.ifmo.ru](mailto:pribor@mail.ifmo.ru)

# JOURNAL OF INSTRUMENT ENGINEERING

ITMO UNIVERSITY

The Journal is published since January 1958

Vol. 65

JANUARY 2022

№ 1

## CONTENTS

### INFORMATION TECHNOLOGIES AND SYSTEMS, COMPUTER TECHNIQUE

- Efanov D. V., Abdullaev R. B., Leskovets I. V.** Application of Polynomial Codes in the Synthesis of Built-in Control Circuits for Combinational Devices Using Boolean Complement Method ..... 5
- Ziatdinov S. I.** Synthesis of Discrete Bandpass and Notch Filters Using Invariant Impulse and Transient Characteristics ..... 19
- Starodubtsev V. G., Podolina E. Yu., Keloglyan A. K.** Preferred Pairs of GMW Sequences with Period  $N=1023$  for Digital Information Transmission Systems ..... 28

### ELECTRONIC AND ELECTROMAGNETIC DEVICES

- Vertegel D. A.** Precision Electric Drive Based on a Multi-Phase Synchronous Motor ..... 36

### OPTICAL AND OPTO-ELECTRONIC INSTRUMENTS AND SYSTEMS

- Atnashev A. B., Tsybrin V. G.** Increasing the Accuracy and Speed of the Optical Range-finder Due to Correlation Signal Processing ..... 44

### INSTRUMENT-MAKING TECHNOLOGY

- Pyae A. P., Pompeev K. P., Nikolaev A. D., Vasilev O. S., Gorny S. G.** Modernization of the Laser Head Housing Design Based on the Capabilities of Additive Equipment ..... 49

### SCIENTIFIC AND PRACTICAL DEVELOPMENTS

- Efremov L. V., Tikalov A. V.** Method for Evaluating the Linear and Volumetric Wear Resistance of Materials ..... 58
- Bezborodov A. K., Deeva I. Yu.** Search for Analogue Deposits Based on Bayesian Networks Clustering ..... 64

## To the Authors!

The Journal of Instrument Engineering publishes scientific reviews, full-text articles and short messages, reflecting the unpublished results of theoretical and practical research in the field of fundamental instrument making.

The Journal publishes articles on the following themes: information technologies and systems, devices and automatic control systems, computer engineering, gyroscopic and navigation systems, instruments of precision mechanics, electronic and electromagnetic devices, optical and optoelectronic devices and systems, thermal regimes and reliability of devices and systems, technology and instrumentation, scientific and practical development. In agreement with the Editorial Board can be published a special themed issue devoted to a fairly narrow issue of instrumentation.

The material of the article accepted in electronic form and on any media, executed in a text editor Word without formatting along with a hard copy on A4. Electronic version of the paper may be sent by E-mail: **pribor@mail.ifmo.ru**

The size of the article (in printed form) must not exceed eight pages, a short presentation of two. Size scientific review previously agreed with the Editorial Board.

### ***Submission includes two copies of:***

— the manuscript text; list of references (recommended): review article — not less than 50, for the full text of the article — no less than 15, for short messages — at least 8 of the literary source (at least half of them should be links to the editions listed in international database of citation Scopus and Web of Science); number citations consecutively as they appear in the text;

— extended abstract (150—250 words);

— keywords (not less than 5 and not more than 25);

— illustrations: each on a separate sheet of A4 (not overestimate in the text) — big, with a maximum fill;

— the recommendation of the Department (laboratory);

— information about the authors on a template (surname, name, patronymic, name of the organization in accordance with the latest edition of the Charter, the address of the organization, academic degree and title, position, e-mail address).

The article must also enclose agreement on the transfer of copyright.

***The main text.*** The following requirements are common to good practice in the design documents.

Font — Times New Roman, size 14, line spacing 1.5, margins — top and left — 25 mm, bottom — 20 mm, right — 10 mm.

Not allowed alignment with spaces, tabs and end of a paragraph (in the layout will need to be cleared). These symbols must be inserted only when necessary, and not more than once in a row (not to carry with dashes).

Don't insert formulas from MathCad or MatLab!

Figures and tables are to be inserted after the list of references. Graphics are accepted in one of Microsoft formats (Word, Excel, and PowerPoint); vector format is preferable. Don't use color graphics; it is better to apply dotted, dash-and dot lines, etc., or mark lines with numerical symbols.

*Editorial Staff*

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ КОДОВ  
ПРИ СИНТЕЗЕ СХЕМ ВСТРОЕННОГО КОНТРОЛЯ ДЛЯ КОМБИНАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ  
ПО МЕТОДУ ЛОГИЧЕСКОГО ДОПОЛНЕНИЯ

Д. В. ЕФАНОВ<sup>1\*</sup>, Р. Б. АБДУЛЛАЕВ<sup>2</sup>, И. В. ЛЕСКОВЕЦ<sup>3</sup>

<sup>1</sup> *Российский университет транспорта, Москва, Россия,  
Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия*  
\*TrES-4b@yandex.ru

<sup>2</sup> *Ташкентский государственный транспортный университет, Ташкент, Узбекистан*

<sup>3</sup> *Белорусско-Российский университет, Могилев, Беларусь*

**Аннотация.** Описываются особенности применения полиномиальных кодов при синтезе схем встроенного контроля для комбинационных цифровых устройств по методу логического дополнения. Рассматриваются возможности учета характеристик обнаружения ошибок в информационных векторах по видам (монотонные, симметричные и асимметричные) и кратностям. Приведены основные классы полиномиальных кодов, ориентированных на обнаружение ошибок конкретного вида и определенной кратностью. Сформулированы условия использования полиномиальных кодов при организации схем встроенного контроля по контролепригодным группам выходов исходного устройства. Приведены примеры реализации схем встроенного контроля с выделением групп выходов устройства, допускающих только одно- и двукратные ошибки ( $H^2$ -групп выходов). Сформулирован обобщенный алгоритм синтеза схем встроенного контроля по  $H^2$ -группам выходов.

**Ключевые слова:** комбинационные цифровые устройства, схема встроенного контроля, метод логического дополнения, полиномиальный код, самопроверяемое устройство

**Ссылка для цитирования:** Ефанов Д. В., Абдуллаев Р. Б., Лесковец И. В. Применение полиномиальных кодов при синтезе схем встроенного контроля для комбинационных устройств по методу логического дополнения // Изв. вузов. Приборостроение. 2022. Т. 65, № 1. С. 5—18. DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-5-18.

APPLICATION OF POLYNOMIAL CODES IN THE SYNTHESIS OF BUILT-IN CONTROL CIRCUITS  
FOR COMBINATIONAL DEVICES USING BOOLEAN COMPLEMENT METHOD

D. V. Efanov<sup>1\*</sup>, R. B. Abdullaev<sup>2</sup>, I. V. Leskovets<sup>3</sup>

<sup>1</sup> *Russian University of Transport, Moscow, Russia,  
Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, Russia*  
\*TrES-4b@yandex.ru

<sup>2</sup> *Tashkent State Transport University, Tashkent, Uzbekistan*

<sup>3</sup> *Belarusian-Russian University, Mogilev, Belarus*

**Abstract.** The features of polynomial codes application in the synthesis of built-in control circuits for combination digital devices using Boolean complement method are described. The possibilities of accounting for the characteristics of error detection in information vectors by types (monotonic, symmetric and asymmetric) and multiplicities are considered. The main classes of polynomial codes focused on the detection of errors of a specific type and a certain multiplicity are presented. The conditions for the use of polynomial codes in the organization of built-in control circuits according

to controllable groups of outputs of the original device are formulated. Examples of the implementation of built-in control circuits with the allocation of groups of device outputs that allow only one- and two-fold errors ( $H^2$ -groups of outputs) are given. A generalized algorithm for synthesizing built-in control circuits by  $H^2$ -groups of outputs is formulated.

**Keywords:** combinational digital devices, built-in control circuit, Boolean complement method, polynomial code, self-checking device

**For citation:** Efanov D. V., Abdullaev R. B., Leskovets I. V. Application of polynomial codes in the synthesis of built-in control circuits for combinational devices using Boolean complement method. *Journal of Instrument Engineering*. 2021. Vol. 65, N 1. P. 5—18 (in Russian). DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-5-18.

**Введение.** При построении систем критического применения используются контроле-пригодные и самопроверяемые устройства и функциональные блоки, что позволяет в процессе эксплуатации своевременно идентифицировать возникающие неисправности [1—3]. Как правило, для этого применяются специализированные схемы встроенного контроля (СВК), реализуемые на основе кодовых методов [4—6]. Использование таких методов подразумевает контроль вычислений с помощью проверки соответствия двоичных векторов, формируемых на выходах объекта диагностирования и контрольного устройства, множеству кодовых слов заранее выбранного избыточного равномерного кода [7]. Часто для этого применяются разнообразные линейные коды, коды с суммированием и равновесные коды [8—13].

В системах критического применения не допускается накопление ошибок (возникновение скрытых неисправностей), так как в результате это приводит к возникновению кратных ошибок и более вероятному отказу всей системы [14, 15]. Поэтому при синтезе СВК на основе кодовых методов используется только свойство обнаружения кодами ошибок, а не их коррекции. Коррекция без идентификации ошибки привела бы как раз к ее маскировке. Более того, коды, ориентированные на обнаружение ошибок, а не на их исправление, имеют меньшую избыточность [7], что соответственно позволяет синтезировать СВК с малой вносимой структурной избыточностью [5, 6].

Один из перспективных подходов к синтезу СВК — так называемый метод логического дополнения [16], впервые представленный в [17] для использования в составе структуры самодвойственного паритета. Данный метод является развитием метода контроля вычислений по паритету [18].

Глубоко исследованными при синтезе СВК по методу логического дополнения являются способы, основанные на использовании неразделимых кодов, к которым относятся равновесные коды, коды Плоткина (Адамара), коды Бордена и др. [19, 20]. Особенность этих кодов заключается в том, что в них невозможно выделить информационные и контрольные разряды. Поэтому при контроле устройств осуществляется преобразование двоичного вектора, формируемого на выходах объекта диагностирования, в кодовое слово, принадлежащее конкретно выбранному неразделимому коду. Искажения функций на выходах объекта диагностирования приводят к искажениям в кодовом слове выбранного неразделимого кода, что обнаруживается схемой самопроверяемого тестера [8, 9].

Известны два основных подхода к синтезу СВК по методу логического дополнения с применением избыточного кодирования. Первый подход называется эвристическим и заключается в анализе работы исходного устройства на каждой входной комбинации и последовательном выборе соответствующего преобразования в СВК. Для различных равновесных кодов этот подход детально описан в работах [10, 16, 21—23]. Второй подход называется функциональным и связан с изначальной установкой зависимости между функциями, реализуемыми на выходах объекта диагностирования, и функциями, реализуемыми устройством для их преобразования. Установление такой зависимости не требует анализа работы устройства на каждой входной комбинации и существенно упрощает процесс синтеза СВК. Для различных равновесных кодов применение функционального подхода детально описано в [24—26].

При синтезе СВК по методу логического дополнения могут применяться и разделимые коды. Например, в [27] предложено использовать классический код Бергера  $S(3,2)$ , где первая цифра означает число информационных разрядов, а вторая — число контрольных. СВК организуется для группы из пяти выходов с преобразованием двух из них таким образом, чтобы формируемое на входах тестера кодовое слово принадлежало  $S(3,2)$ -коду. Для многовыходных устройств осуществляется контроль вычислений по группам из пяти выходов с последующим сжатием сигналов с контрольных выходов каждой СВК с использованием самопроверяемого компаратора [28]. Теория контроля цифровых устройств по методу логического дополнения с применением кодов с суммированием развивается в работах [29, 30]. Предлагается использовать коды Бергера с произвольной длиной информационного вектора, а также коды Боуза — Лина. Установлены условия, при которых ошибка на выходах объекта диагностирования не приведет к одновременному искажению контрольных и информационных разрядов на входах самопроверяемого тестера. Как показано в [31, 32], число таких ошибок при использовании как кодов Бергера, так и кодов Боуза — Лина весьма велико и превышает число ошибок, возникающих только в информационных разрядах. Методы же контроля устройств, при которых искажения могут возникать только в информационных векторах, проработаны достаточно хорошо [1, 4—6, 10].

Часто при контроле вычислений в цифровых системах применяют алгебраические, или полиномиальные, коды [33]. Особенности обнаружения ошибок в СВК в случае их возникновения только в информационном векторе при безошибочности разрядов контрольного вектора детально изучены в [34—36]. Не исследованным является вопрос применения полиномиальных кодов при синтезе СВК по методу логического дополнения, чему и посвящена настоящая статья.

**Метод логического дополнения\***. Метод логического дополнения заключается в специальном преобразовании в СВК вектора  $\langle f_n f_{n-1} \dots f_2 f_1 \rangle$ , формируемого на выходах объекта диагностирования  $F(x)$ , в кодовое слово  $\langle h_n h_{n-1} \dots h_2 h_1 \rangle$ . Преобразование осуществляется с помощью блока коррекции сигналов (БКС), реализованного в виде каскада двухвыходовых сумматоров по модулю  $M=2$  (элементов XOR). На первые входы каждого сумматора подается сигнал, поступающий с определенного выхода объекта диагностирования. На вторые входы каждого сумматора подается сигнал с одноименного выхода  $g_i$ ,  $i = \overline{1, n}$ , контрольного устройства  $G(x)$ . Таким образом, преобразования осуществляются по формуле  $h_i = f_i \oplus g_i$ ,  $i = \overline{1, n}$ .

Контроль принадлежности кодового слова  $\langle h_n h_{n-1} \dots h_2 h_1 \rangle$  выбранному избыточному коду осуществляется тестером TSC, имеющим два контрольных выхода  $z^0$  и  $z^1$ . В случае если подаваемое на входы тестера кодовое слово принадлежит заданному коду, на контрольных выходах формируется парафазный сигнал  $\langle 01 \rangle$  или  $\langle 10 \rangle$ , в противном случае — непарафазный сигнал  $\langle 00 \rangle$  или  $\langle 11 \rangle$ . Соответственно, неисправности в устройстве  $F(x)$  приводят к возникновению искажений на его выходах, которые транслируются через БКС на входы тестера.

Структура организации СВК по методу логического дополнения приведена на рис. 1.

Необходимо отметить, что при синтезе СВК по методу логического дополнения не всегда требуется преобразование всех рабочих выходов объекта диагностирования. К примеру, при использовании равновесного кода „1 из 4“ достаточно преобразовать три выхода из четырех [22], а при использовании кода „2 из 4“, — вообще, два из четырех [25]. Если в качестве кода применить полиномиальный код, то в БКС достаточно преобразовать только те выходы, которые будут соответствовать контрольным разрядам данного кода. К примеру, на рис. 2, а, б приведены структуры организации СВК с применением полиномиальных кодов с двумя и тремя контрольными разрядами. Отметим, что могут быть использованы и структуры

\* Строго говоря, метод целесообразно называть „методом логической коррекции“, а не „методом логического дополнения“. Однако далее будем придерживаться устоявшейся терминологии.

с меньшим числом элементов преобразования, в которых часть контрольных разрядов вычисляется непосредственно на выходах блока  $G(x)$  без дальнейшего преобразования [30].

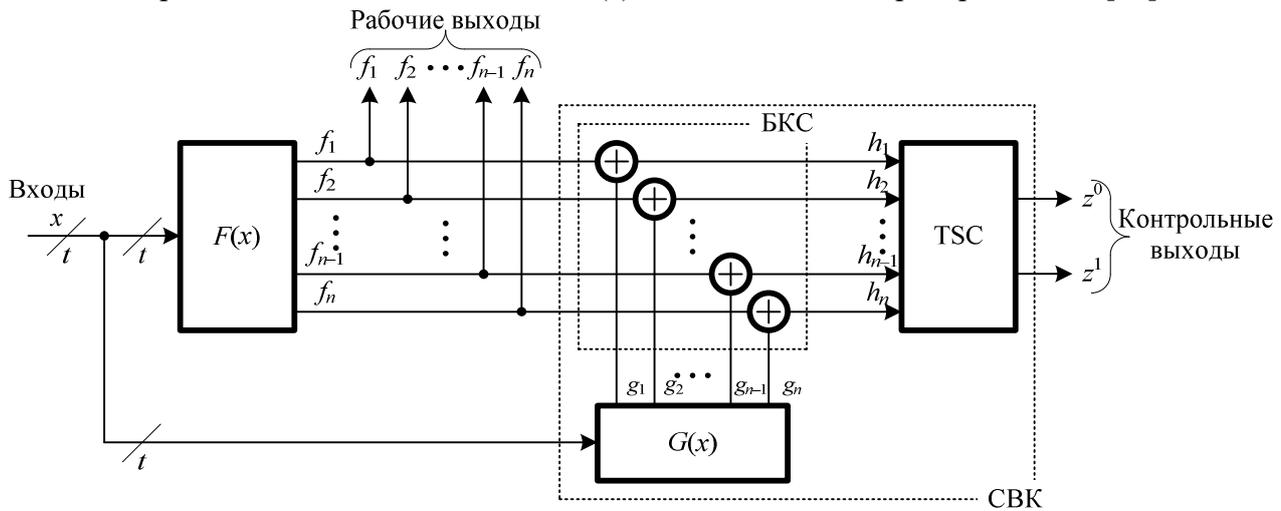


Рис. 1

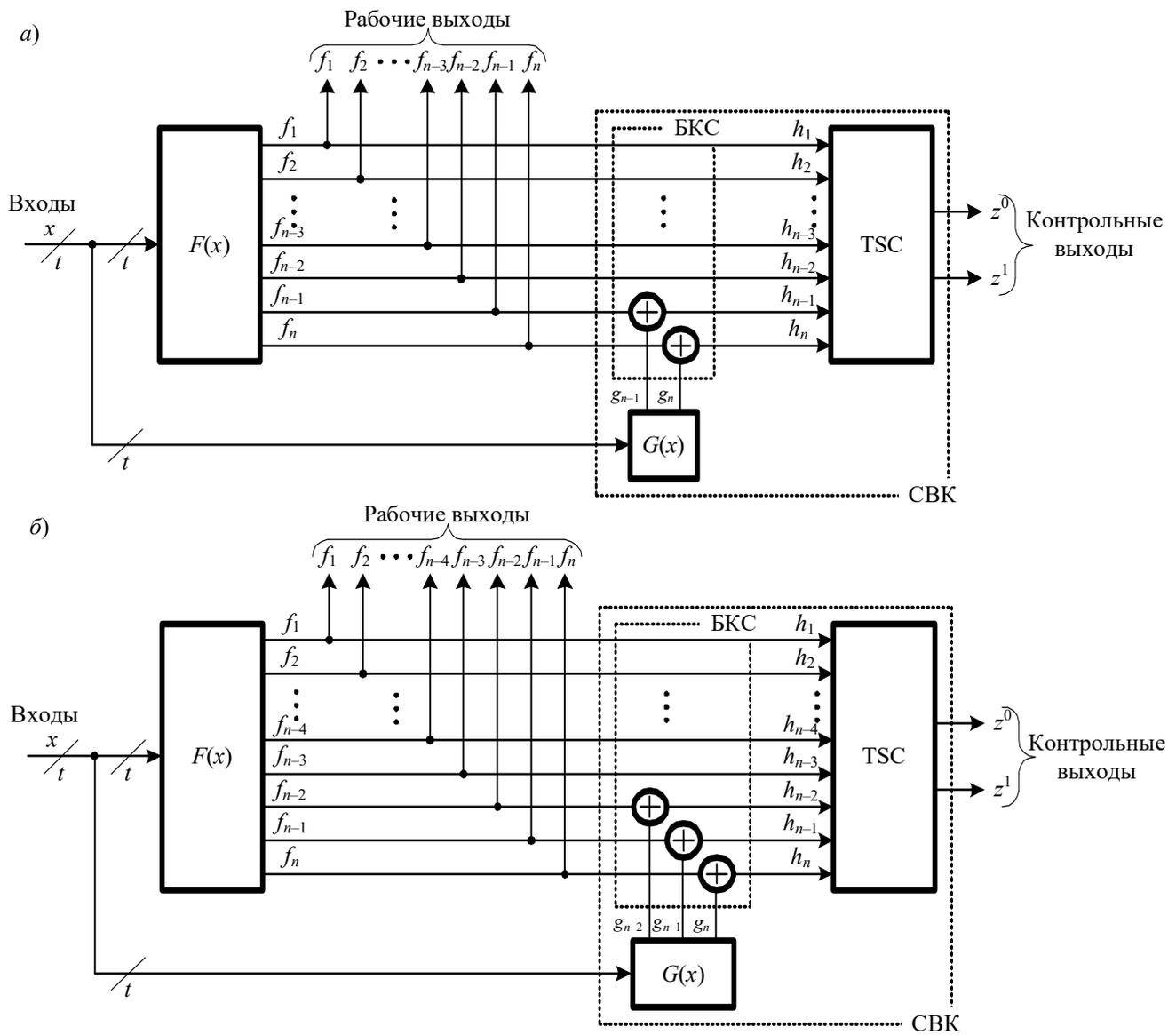


Рис. 2

Возможность преобразования малого числа выходов является существенным преимуществом применения полиномиальных кодов при синтезе СВК. В этом случае для обеспечения полной самопроверяемости СВК потребуется сформировать хотя бы по разу каждую тестовую комбинацию для двух или трех элементов XOR, а также хотя бы по разу каждый контрольный вектор полиномиального кода. Число функций преобразования равно числу элементов XOR, а сам блок контрольной логики  $G(x)$ , соответственно, можно выполнить максимально простым.

**Свойства полиномиальных кодов.** Свойства полиномиальных кодов, которые целесообразно учитывать при синтезе СВК, определены в [34—36]. При этом исследованы характеристики обнаружения ошибок различных видов и разной кратностью в информационных векторах.

Ошибки подразделяются на одиночные, монотонные, симметричные и асимметричные и могут иметь различную кратность  $d \in \{1, 2, \dots, m\}$ , где  $m$  — число разрядов в информационном векторе [37]. Кратность — это число искажаемых разрядов при возникновении ошибки. Ошибка, связанная с искажением одного разряда, является одиночной и всегда должна обнаруживаться помехозащищенными кодами. Ошибка, при которой одновременно искажаются два и более разряда, может быть монотонной, симметричной или асимметричной. Монотонная ошибка связана с однонаправленным проявлением искажений и возникновением искажений только нулевых или только единичных разрядов. Немонотонная ошибка содержит искажения и нулевых и единичных разрядов. Ошибка четной кратностью, при которой искажается одинаковое количество нулевых и единичных разрядов, называется симметричной. Ошибка кратностью  $d \geq 3$ , связанная с неравным числом искажений нулевых и единичных разрядов, называется асимметричной. Существуют отдельные классы полиномиальных кодов, ориентированных на обнаружение ошибок определенной кратностью и конкретного вида.

В табл. 1 приведены полиномы, при использовании которых формируются коды, обнаруживающие полное множество симметричных и асимметричных ошибок. В [36] были определены свойства, при которых коды, построенные с помощью полиномов вида  $x^j+x^0$ , где  $j = \overline{2, m}$ , обнаруживают любые асимметричные ошибки. Также при использовании полиномов вида  $x^j + x^{j-i} + \dots + x^0$ ,  $i \in \{1, 2, 3, \dots\}$ ,  $i < j$ , формируются коды, обнаруживающие любые симметричные ошибки.

Отдельно установлены полиномиальные коды, обнаруживающие ошибки любой кратностью до заданного значения  $d$  (табл. 2). В таблицах число информационных разрядов обозначено как  $m$ , число контрольных разрядов —  $k$ ; полиномиальный код обозначен в виде буквы  $P$  и десятичного числа  $N$ , соответствующего двоичному эквиваленту в представлении образующего полинома. Для каждого кода указан показатель кодовой скорости  $R$ : чем выше кодовая скорость, тем меньше избыточность кода. Соответственно приоритетом применения является код с наибольшей кодовой скоростью.

Таблица 1

Образующий полином	Обозначение	$k$	Ограничения	$R$
Коды с обнаружением любых асимметричных ошибок				
$x^2+x^0$	$P5$	2	$m \leq 3$	$R \leq 0,6$
$x^3+x^0$	$P9$	3	$m \leq 4$	$R \leq 0,57$
$x^4+x^0$	$P17$	4	$m \leq 5$	$R \leq 0,55$
$x^5+x^0$	$P33$	5	$m \leq 6$	$R \leq 0,54$
Коды с обнаружением любых симметричных ошибок				
$x^2+x+x^0$	$P7$	2	$m \leq 3$	$R \leq 0,6$
$x^3+x+x^0, x^3+x^2+x^0$	$P11, P13$	3	$m \leq 4$	$R \leq 0,57$
$x^4+x+x^0, x^4+x^3+x^0$	$P19, P25$	4	$m \leq 5$	$R \leq 0,55$
$x^5+x^1+x^0, x^5+x^4+x^0$	$P35, P49$	5	$m \leq 6$	$R \leq 0,54$

Таблица 2

Образующий полином	Обозначение	$k$	Ограничения	$R$
Коды с обнаружением любых ошибок кратностью $d \leq 2$				
$x^2+x+x^0$	$P7$	2	$m \leq 3$	$R \leq 0,6$
$x^3+x+x^0, x^3+x^2+x^0$	$P11, P13$	3	$m \leq 7$	$R \leq 0,7$
$x^4+x+x^0, x^4+x^3+x^0$	$P19, P25$	4	$m \leq 15$	$R \leq 0,789$
$x^5+x^1+x^0, x^5+x^4+x^0$	$P35, P49$	5	$m \leq 31$	$R \leq 0,861$
Коды с обнаружением любых ошибок кратностью $d \leq 3$				
$x^3+x^2+x^1+x^0$	$P15$	3	$m \leq 4$	$R \leq 0,571$
$x^4+x^2+x^1+x^0, x^4+x^3+x^2+x^0$	$P23, P29$	4	$m \leq 7$	$R \leq 0,636$
$x^5+x^2+x^1+x^0, x^5+x^4+x^3+x^0$	$P39, P57$	5	$m \leq 14$	$R \leq 0,737$
$x^5+x^3+x^1+x^0, x^5+x^4+x^2+x^0$	$P43, P53$	5	$m \leq 15$	$R \leq 0,75$
Коды с обнаружением любых ошибок кратностью $d \leq 4$				
$x^4+x^3+x^2+x^1+x^0$	$P31$	4	$m \leq 5$	$R \leq 0,556$
Коды с обнаружением любых ошибок кратностью $d \leq 5$				
$x^5+x^4+x^3+x^2+x^1+x^0$	$P63$	5	$m \leq 6$	$R \leq 0,545$

Коды с обнаружением ошибок любой кратностью до заданного значения  $d$  можно эффективно применять при синтезе СВК по методу логического дополнения.

**Применение полиномиальных кодов с обнаружением ошибок любой кратностью до заданной.** Рассмотрим процедуру применения полиномиальных кодов с числом контрольных разрядов  $k=2$  и  $k=3$  при синтезе СВК по методу логического дополнения. Используются структуры, приведенные на рис. 2.

Прежде всего, при синтезе СВК требуется определить группы преобразуемых и непреобразуемых выходов, что можно реализовать на основе анализа структуры объекта диагностирования либо с использованием функционального метода [30].

**Определение 1.** Группа выходов цифрового устройства  $(f_{i_1}, f_{i_2}, \dots, f_{i_s})$ ,  $\{i_1, i_2, \dots, i_s\} \in \{1, 2, \dots, n\}$ , структурно независима от группы выходов  $(f_{j_1}, f_{j_2}, \dots, f_{j_l})$ ,  $\{j_1, j_2, \dots, j_l\} \in \{1, 2, \dots, n\} \setminus \{i_1, i_2, \dots, i_s\}$ , если в его структуре не существует элемента, пути от которого ведут одновременно хотя бы к одному из выходов группы  $(f_{i_1}, f_{i_2}, \dots, f_{i_s})$  и хотя бы к одному из выходов группы  $(f_{j_1}, f_{j_2}, \dots, f_{j_l})$ .

Если имеется группа выходов  $(f_{i_1}, f_{i_2}, \dots, f_{i_s})$ , структурно независимая от группы выходов  $(f_{j_1}, f_{j_2}, \dots, f_{j_l})$ , то в качестве преобразуемых могут быть выбраны выходы как первой, так и второй группы. Среди таких групп осуществляется поиск выходов, которые следует преобразовывать.

**Утверждение 1.** Группа выходов  $(f_a, f_b)$ ,  $a, b \in \{1, 2, \dots, n\}$ , функционально независима от множества выходов  $\{f_{i_1}, f_{i_2}, \dots, f_{i_p}\} = \{f_1, f_2, \dots, f_n\} \setminus \{f_a, f_b\}$ , если для любого элемента  $G_q$  с выходом  $y_q$  выполняется условие

$$\left( \frac{\partial f_a}{\partial y_q} \vee \frac{\partial f_b}{\partial y_q} \right) \left( \frac{\partial f_{i_1}}{\partial y_q} \vee \frac{\partial f_{i_2}}{\partial y_q} \vee \dots \vee \frac{\partial f_{i_p}}{\partial y_q} \right) = 0. \quad (1)$$

**Утверждение 2.** Группа выходов  $(f_a, f_b, f_c)$ ,  $a, b, c \in \{1, 2, \dots, n\}$ , функционально независима от множества выходов  $\{f_{i_1}, f_{i_2}, \dots, f_{i_v}\} = \{f_1, f_2, \dots, f_n\} \setminus \{f_a, f_b, f_c\}$ , если для любого элемента  $G_q$  с выходом  $y_q$  выполняется условие

$$\left( \frac{\partial f_a}{\partial y_q} \vee \frac{\partial f_b}{\partial y_q} \vee \frac{\partial f_c}{\partial y_q} \right) \left( \frac{\partial f_{i_1}}{\partial y_q} \vee \frac{\partial f_{i_2}}{\partial y_q} \vee \dots \vee \frac{\partial f_{i_v}}{\partial y_q} \right) = 0. \quad (2)$$

В формулах (1), (2) выражение в первых скобках определяет условия возникновения искажения хотя бы одного выхода из группы  $(f_a, f_b)$  или группы  $(f_a, f_b, f_c)$ , а выражение во вторых скобках — условия искажения хотя бы одного из оставшихся выходов. Если произведение выражений в скобках равно нулю, то не существует входных комбинаций, на которых одновременно искажается хотя бы один выход из первой группы и хотя бы один выход из второй группы.

Выделив преобразуемые и не преобразуемые выходы, переходим к реализации СВК по методу логического дополнения. Используем специальные классы полиномиальных кодов, обнаруживающие ошибки любой кратностью до заданного значения  $d$ . При этом следует обратиться к понятию  $r$ -независимых групп выходов [38].

**О п р е д е л е н и е 2.** Множество выходов цифрового устройства  $\{f_{i_1}, f_{i_2}, \dots, f_{i_s}\}$ ,  $i_1, i_2, \dots, i_s \in \{1, 2, \dots, n\}$  образует  $r$ -независимую группу ( $H^r$ -группу), если неисправность выхода любого логического элемента  $G_q$  его структуры искажает значения не более чем  $r$  выходов группы.

В работе [38] доказано следующее утверждение.

**Утверждение 3.** Множество выходов цифрового устройства  $\{f_{i_1}, f_{i_2}, \dots, f_{i_s}\}$ ,  $s \geq r + 1$ , образует  $H^r$ -группу, если для каждого из  $C_q^{r+1}$  подмножеств его  $r+1$  выходов и для каждого элемента  $G_q$  его структуры выполняется условие

$$\frac{\partial f_{i_1}}{\partial y_q} \frac{\partial f_{i_2}}{\partial y_q} \dots \frac{\partial f_{i_{s+1}}}{\partial y_q} = 0. \quad (3)$$

$H^r$ -группу можно контролировать с помощью полиномиального кода, обнаруживающего любые ошибки кратностью  $d \in \{1, 2, \dots, r\}$ .

Например, из табл. 2 следует, что при  $m \leq 7$  коды  $P11$  и  $P13$ , имеющие 3 контрольных разряда, можно применять при контроле  $H^2$ -групп выходов. На рис. 3 приведена схема комбинационного устройства, для которого можно организовать СВК по методу логического дополнения с применением полиномиальных кодов и выделением контролепригодных  $H^r$ -групп выходов.

Так, анализ структуры устройства (см. рис. 3) показал, что на множестве выходов  $\{f_1, f_2, \dots, f_6\}$  возможно искажение с кратностью не более  $d=2$ . Контроль группы из шести выходов можно осуществить с использованием кода  $P11$  или  $P13$ . При этом потребуется преобразовать три выхода из четырех оставшихся. Выход  $f_7$  связан путями как с множеством выходов  $\{f_1, f_2, \dots, f_6\}$ , так и с множеством выходов  $\{f_8, f_9, f_{10}\}$ . Выходы же  $\{f_8, f_9, f_{10}\}$  являются структурно независимыми по отношению к выходам  $\{f_1, f_2, \dots, f_6\}$ . Выделим выход  $f_7$  и организуем СВК по методу логического дополнения, как это показано на рис. 4.

Аналогично контроль устройства можно реализовать по двум другим группам с применением другого полиномиального кода (рис. 5). Например, анализ выходов устройства показывает, что множества  $\{f_2, f_4, f_7, f_5, f_9\}$  и  $\{f_1, f_3, f_6, f_8, f_{10}\}$  являются  $H^2$ -группами выходов. Для первого подмножества выходов в качестве не преобразуемых будут выделены выходы  $f_2, f_4$  и  $f_7$ , а в качестве преобразуемых —  $f_5$  и  $f_9$ . Для второго подмножества не преобразуемыми будут выходы  $f_1, f_3$  и  $f_6$ , а преобразуемыми —  $f_8$  и  $f_{10}$ . Для их контроля используем  $P7$ -код (см. табл. 2).

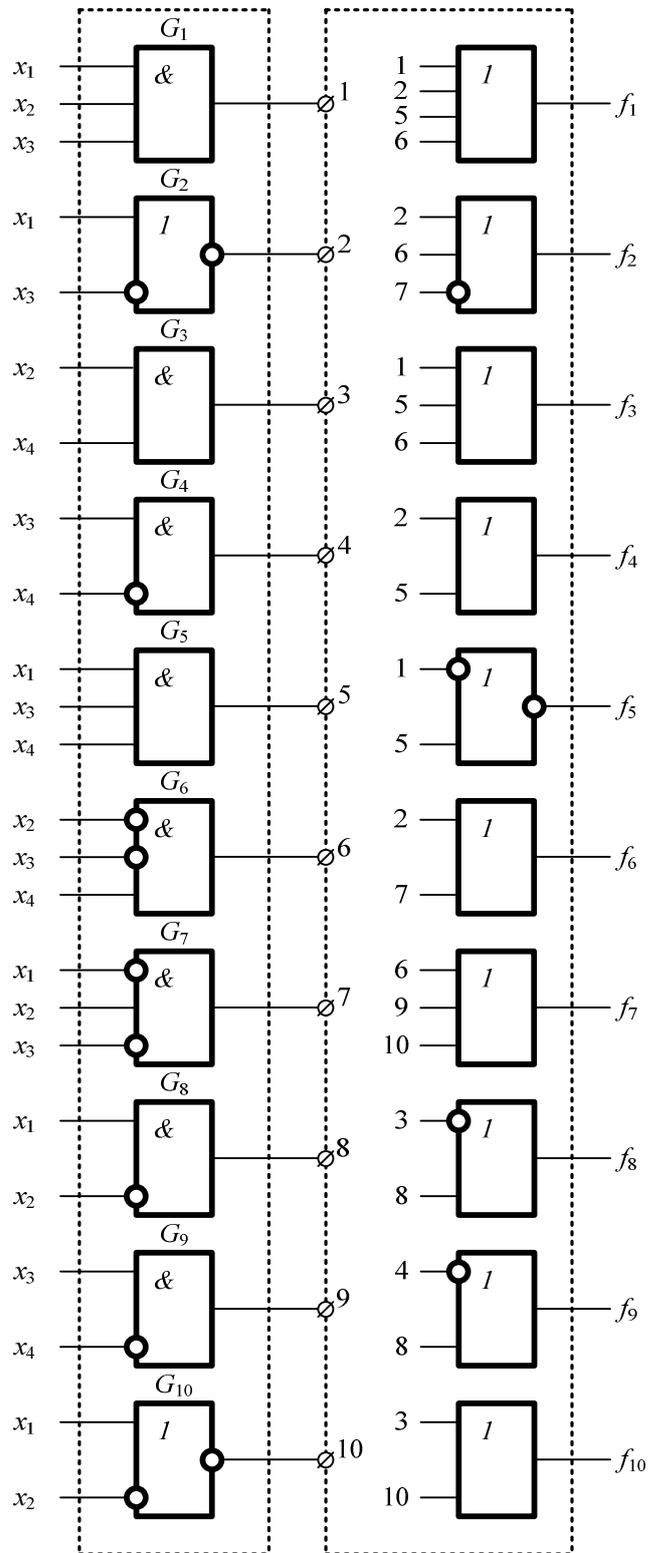


Рис. 3

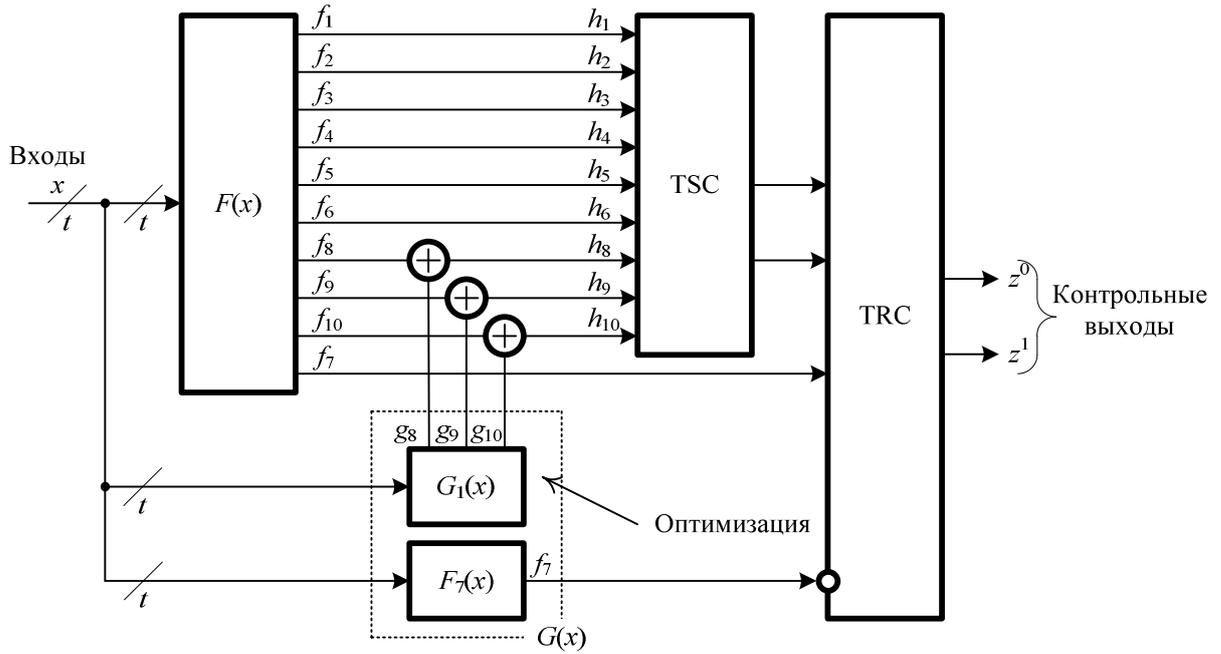


Рис. 4

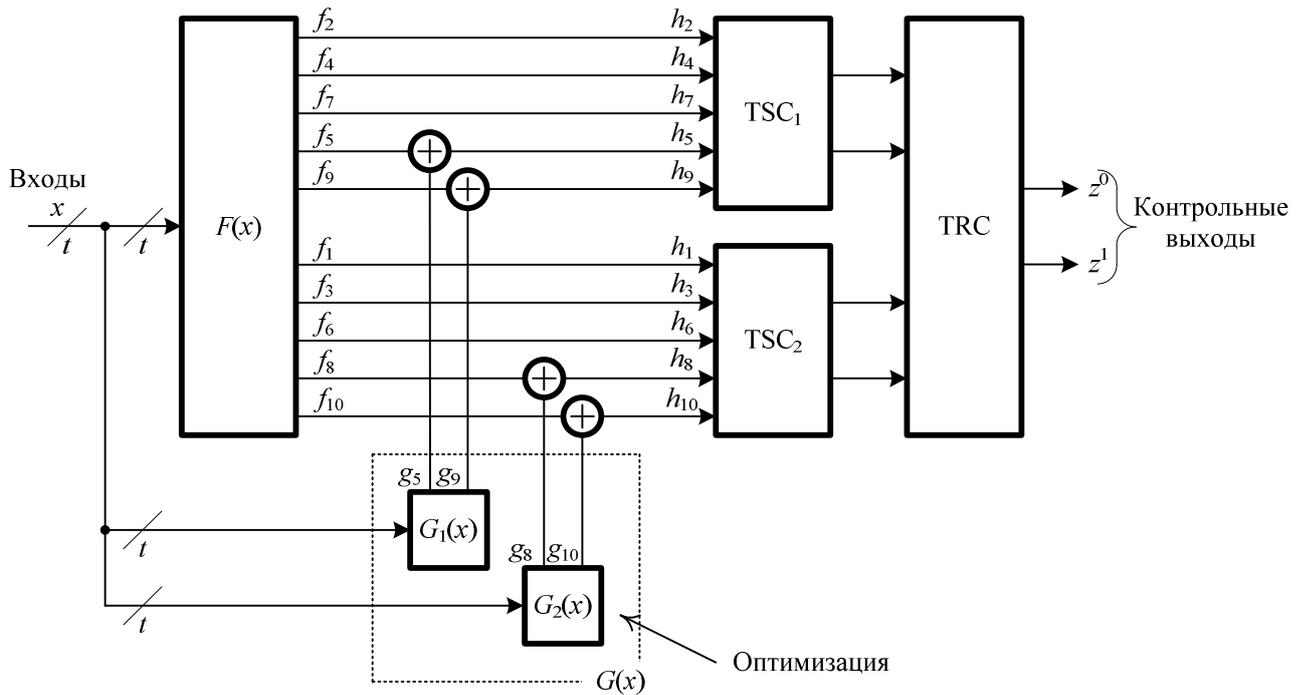


Рис. 5

Приведем обобщенный алгоритм поиска  $H^2$ -групп при организации СВК по методу логического дополнения с применением полиномиальных кодов.

**Шаг 1.** Осуществляется поиск  $H^1$ -групп выходов, для всех пар выходов  $\{f_{i_1}, f_{i_2}\} \in \{f_1, f_2, \dots, f_n\}$  которых выполняется условие  $\frac{\partial f_{i_1}}{\partial y_q} \frac{\partial f_{i_2}}{\partial y_q} = 0$ .

**Шаг 2.** Производится покрытие выходов устройства  $H^1$ -группами и определяется общее их число  $b \leq n$ .

*Шаг 3.* Производится расширение  $H^1$ -группы до  $H^2$ -групп путем добавления в них зависимых выходов из других групп с учетом соблюдения условия  $\frac{\partial f_{i_1}}{\partial y_q} \frac{\partial f_{i_2}}{\partial y_q} \frac{\partial f_{i_3}}{\partial y_q} = 0$ ,

$\{f_{i_1}, f_{i_2}, f_{i_3}\} \in \{f_1, f_2, \dots, f_n\}$  для любой тройки выходов.

*Шаг 4.* Осуществляется реконфигурация покрытия выходов устройства за счет удаления  $H^1$ -групп, выходы которых вошли в другие, расширенные до  $H^2$ -групп, подмножества выходов.

*Шаг 5.* Для каждой  $H^2$ -группы определяется число входящих в нее выходов  $n_i$ .

*Шаг 6.* Осуществляется поиск  $PN$ -кода, обеспечивающего обнаружение ошибок кратностью  $d \leq 2$  в группах с  $n_i$  выходами.

Представленный алгоритм подразумевает анализ всех возможных подмножеств выходов объекта диагностирования, что ограничивает его применимость: полное множество групп

выходов устройства определяется величиной  $\sum_{j=1}^n C_n^j = 2^n - 1$ . Таким образом, эффективное ис-

пользование алгоритма возможно только для устройств с числом выходов, не превышающим 30...35. Данное ограничение связано с вычислительной мощностью современных компьютеров. К примеру, при  $n=20$  потребуются анализ более 1 млн подмножеств выходов.

**Заключение.** Полиномиальные коды могут эффективно использоваться при синтезе СВК по методу логического дополнения. При этом, однако, существуют определенные особенности, которые необходимо учитывать. Прежде всего, требуется поиск групп преобразуемых и непреобразуемых выходов. Далее требуется поиск групп выходов с особыми свойствами проявления ошибок — обнаружения ошибок конкретного вида и определенной кратностью. Учитывая характеристики обнаружения ошибок полиномиальными кодами в информационных векторах, можно синтезировать большое количество СВК по методу логического дополнения, что показывает приведенный пример.

При синтезе СВК целесообразно учитывать важную особенность полиномиальных кодов — функции контрольных разрядов являются линейными. Эта особенность позволяет формировать равномерное количество информационных векторов для полного множества контрольных векторов. Отсюда следуют возможности более простого обеспечения полной самопроверяемости цифрового устройства, стандартизации методов синтеза элементов СВК и упрощения ее структуры. Более того, имеется возможность синтеза схемы с контролем вычислений по двум диагностическим параметрам — контролю принадлежности вычисляемых кодовых слов конкретному полиномиальному коду и контролю самодвойственности каждой контрольной функции. Такой способ использования принципа логического дополнения совместно с равновесными кодами „ $w$  из  $2w$ “ ( $w$  — вес кодового слова) предложен в [39] и может быть адаптирован для полиномиальных кодов.

Использование полиномиальных кодов является актуальным, но недостаточно исследованным направлением при построении устройств автоматики по методу логического дополнения. Дальнейшие исследования могут восполнить этот пробел в теории синтеза самопроверяемых и отказоустойчивых цифровых вычислительных устройств и систем.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Согомонян Е. С., Слабаков Е. В. Самопроверяемые устройства и отказоустойчивые системы. М.: Радио и связь, 1989. 208 с.
2. Дрозд А. В., Харченко В. С., Антощук С. Г., Дрозд Ю. В., Дрозд М. А., Сулима Ю. Ю. Рабочее диагностирование безопасных информационно-управляющих систем / Под ред. А. В. Дрозда и В. С. Харченко. Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т им. Н. Е. Жуковского „ХАИ“, 2012. 614 с.

3. Сапожников Вл. В. Синтез систем управления движением поездов на железнодорожных станциях с исключением опасных отказов. М.: Наука, 2021. 229 с.
4. Сапожников В. В., Сапожников Вл. В., Ефанов Д. В. Коды Хэмминга в системах функционального контроля логических устройств. СПб: Наука, 2018. 151 с.
5. Сапожников В. В., Сапожников Вл. В., Ефанов Д. В. Коды с суммированием для систем технического диагностирования. Т. 1. Классические коды Бергера и их модификации. М.: Наука, 2020. 383 с.
6. Сапожников В. В., Сапожников Вл. В., Ефанов Д. В. Коды с суммированием для систем технического диагностирования. Т. 2. Взвешенные коды с суммированием. М.: Наука, 2021. 455 с.
7. Кодирование информации (двоичные коды) / Н. Т. Березюк, А. Г. Андрущенко, С. С. Моцицкий, В. И. Глушков, М. М. Бенеша, В. А. Гаврилов; Под ред. Н. Т. Березюка. Харьков: Вища школа, 1978. 252 с.
8. Сапожников В. В., Сапожников Вл. В. Самопроверяемые дискретные устройства. СПб: Энергоатомиздат, 1992. 224 с.
9. Piestrak S. J. Design of Self-Testing Checkers for Unidirectional Error Detecting Codes. Wrocław: Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 1995. 111 p.
10. Göessel M., Ocheretny V., Sogomonyan E., Marienfeld D. New Methods of Concurrent Checking. Dordrecht: Springer Science+Business Media B.V., 2008. 184 p.
11. Гаврилов С. В., Гуров С. И., Жукова Т. Д., Рыжова Д. И. Применение теории кодирования для повышения помехозащищенности комбинационных схем // Информационные технологии. 2016. Т. 22, № 12. С. 931—937.
12. Tshagharyan G., Harutyunyan G., Shoukourian S., Zorian Y. Experimental Study on Hamming and Hsiao Codes in the Context of Embedded Applications // Proc. of the 15th IEEE East-West Design & Test Symp. (EWDTS'2017), Novi Sad, Serbia, Sept. 29 — Oct. 2, 2017. P. 25—28. DOI: 10.1109/EWDTS.2017.8110065.
13. Стемпковский А. Л., Тельпухов Д. В., Жукова Т. Д., Деменева А. И., Надоленко В. В., Гуров С. И. Синтез схемы функционального контроля на основе спектрального R-кода с разбиением выходов на группы // Микроэлектроника. 2019. Т. 48, № 4. С. 284—294.
14. Drozd O., Antoniuk V., Nikul V., Drozd M. Hidden Faults in FPGA-Built Digital Components of Safety-Related Systems // Proc. of the 14th Intern. Conf. "TCSET'2018", Lviv-Slavsko, Ukraine, 2018. P. 805—809. DOI: 10.1109/TCSET.2018.8336320.
15. Drozd O., Perebeinos I., Martynyuk O., Zashcholkin K., Ivanova O., Drozd M. Hidden Fault Analysis of FPGA Projects for Critical Applications // Proc. of the IEEE Intern. Conf. on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavsko, Ukraine, 25—29 Febr. 2020. Paper 142. DOI: 10.1109/TCSET49122.2020.235591.
16. Гессель М., Морозов А. В., Сапожников В. В., Сапожников Вл. В. Логическое дополнение — новый метод контроля комбинационных схем // Автоматика и телемеханика. 2003. № 1. С. 167—176.
17. Saposhnikov Vl. V., Dmitriev A., Goessel M., Saposhnikov V. V. Self-Dual Parity Checking — a New Method for On-Line Testing // Proc. of the 14th IEEE VLSI Test Symp., USA, Princeton. 1996. P. 162—168.
18. Аксёнова Г. П. Метод синтеза схем встроенного контроля для автоматов с памятью // Автоматика и телемеханика. 1973. № 2. С. 109—116.
19. Ефанов Д. В. Некоторые особенности обнаружения ошибок равномерными неразделимыми кодами // Изв. вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 7. С. 621—631. DOI: 10.17586/0021-3454-2019-62-7-621-631.
20. Ефанов Д. В. Особенности обнаружения ошибок кодами Бордена // Электронное моделирование. 2019. Т. 41, № 6. С. 49—64. DOI: 10.15407/emodel.41.06.049.
21. Saposhnikov V. V., Saposhnikov Vl. V., Morozov A., Goessel M., Osadchy G. Design of Totally Self-Checking Combinational Circuits by Use of Complementary Circuits // Proc. of the 2nd IEEE East-West Design & Test Symp. (EWDTS'2004), Crimea, Ukraine, Sept. 15—17, 2004. P. 83—87.
22. Гессель М., Морозов А. В., Сапожников В. В., Сапожников Вл. В. Контроль комбинационных схем методом логического дополнения // Автоматика и телемеханика. 2005. № 8. С. 161—172.
23. Das D. K., Roy S. S., Dmitriev A., Morozov A., Gössel M. Constraint Don't Cares for Optimizing Designs for Concurrent Checking by 1-out-of-3 Codes // Proc. of the 10th Intern. Workshops on Boolean Problems, Freiburg, Germany, Sept., 2012. P. 33—40.

24. Сапожников В. В., Сапожников Вл. В., Ефанов Д. В. Построение полностью самопроверяемых структур систем функционального контроля с использованием равновесного кода „1 из 3“ // Электронное моделирование. 2016. Т. 38, № 6. С. 25—43.
25. Сапожников В. В., Сапожников Вл. В., Ефанов Д. В. Построение самопроверяемых структур систем функционального контроля на основе равновесного кода „2 из 4“ // Проблемы управления. 2017. № 1. С. 57—64.
26. Сапожников В. В., Сапожников Вл. В., Ефанов Д. В., Пивоваров Д. В. Метод логического дополнения на основе равновесного кода „1 из 4“ для построения полностью самопроверяемых структур систем функционального контроля // Электронное моделирование. 2017. Т. 39, № 2. С. 15—34.
27. Morozov M., Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov Vl. V., Goessel M. New Self-Checking Circuits by Use of Berger-Codes // Proc. of the 6th IEEE Intern. On-Line Testing Workshop, Palma de Mallorca, Spain, 3—5 July 2000. P. 171—176.
28. Nikolos D. Self-Testing Embedded Two-Rail Checkers // On-Line Testing for VLSI. 1998. Ch. 7. P. 69—79. DOI: 10.1007/978-1-4757-60-69-9\_7.
29. Ефанов Д. В. Метод логического дополнения для контроля комбинационных схем по двоичным разделимым кодам // Вестн. Ташкент. ин-та инженеров железнодорожного транспорта. 2019. № 2. С. 109—124.
30. Efanov D. V., Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov Vl. V. The Self-Checking Concurrent Error-Detection Systems Synthesis Based on the Boolean Complement to the Bose — Lin Codes with the Modulo Value  $M=4$  // Electronic Modeling. 2021. Vol. 43, iss. 1. P. 28—45. DOI: 10.15407/emodel.43.01.028.
31. Efanov D., Osadchy G., Zueva M. Specifics of Error Detection with Modular Sum Codes in Concurrent Error-Detection Circuits Based on Boolean Complement Method // Proc. of the 19th IEEE East-West Design & Test Symp. (EWDTS'2021), Batumi, Georgia, Sept. 10—13, 2021. P. 59—69. DOI: 10.1109/EWDTS52692.2021.9581036.
32. Efanov D., Osadchy G., Zueva M. Special Aspects of Errors Definition via Sum Codes within Embedded Control Schemas Being Realized by Means of Boolean Complement Method // Proc. of the 11th IEEE Intern. Conf. on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications (IDAACS'2021), Cracow, Poland, Sept. 22—25, 2021. Vol. 1. P. 424—431. DOI: 10.1109/IDAACS53288.2021.9660837.
33. Сагалович Ю.Л. Введение в алгебраические коды. М.: ИППИ РАН, 2010. 302 с.
34. Efanov D., Plotnikov D., Sapozhnikov V., Sapozhnikov Vl., Abdullaev R. Experimental Studies of Polynomial Codes in Concurrent Error Detection Systems of Combinational Logical Circuits // Proc. of 16th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2018), Kazan, Russia, Sept. 14—17, 2018, P. 184—190. DOI: 10.1109/EWDTS.2018.8524684.
35. Abdullaev R. B., Efanov D. V., Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov Vl. V. Polynomial Code with Detecting the Symmetric and Asymmetric Errors in the Data Vectors // Proc. of the 17th IEEE East-West Design & Test Symp. (EWDTS'2019), Batumi, Georgia, Sept. 13—16, 2019. P. 157—161. DOI: 10.1109/EWDTS.2019.8884451.
36. Abdullaev R., Efanov D. Polynomial Codes Properties Application in Concurrent Error-Detection Systems of Combinational Logic Devices // Proc. of the 19th IEEE East-West Design & Test Symp. (EWDTS'2021), Batumi, Georgia, Sept. 10—13, 2021. P. 40—46. DOI: 10.1109/EWDTS52692.2021.9580992.
37. Сапожников В. В., Сапожников Вл. В., Ефанов Д. В. Классификация ошибок в информационных векторах систематических кодов // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 5. С. 333—343. DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-333-343.
38. Ефанов Д. В., Сапожников В. В., Сапожников Вл. В. Модифицированные коды с суммированием взвешенных переходов в системах функционального контроля комбинационных схем // Тр. ИСП РАН. 2017. Т. 29, № 5. С. 39—60. DOI: 10.15514/ISPRAS-2017-29(5)-3.
39. Efanov D., Sapozhnikov V., Sapozhnikov Vl., Osadchy G., Pivovarov D. Self-Dual Complement Method up to Constant-Weight Codes for Arrangement of Combinational Logical Circuits Concurrent Error-Detection Systems // Proc. of the 17th IEEE East-West Design & Test Symp. (EWDTS'2019), Batumi, Georgia, Sept. 13—16, 2019. P. 136—143. DOI: 10.1109/EWDTS.2019.8884398.

#### Сведения об авторах

**Дмитрий Викторович Ефанов** — д-р техн. наук, доцент; Российский университет транспорта, кафедра автоматизации, телемеханики и связи на железнодорожном транспорте; Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого; Высшая школа транспорта Института машиностроения, материалов и транспорта; профессор; E-mail: TrES-4b@yandex.ru

- Руслан Борисович Абдуллаев** — канд. техн. наук; Ташкентский государственный транспортный университет, кафедра автоматики и телемеханики; ст. преподаватель; E-mail: ruslan\_0507@mail.ru
- Игорь Вадимович Лесковец** — канд. техн. наук, доцент; Белорусско-Российский университет, кафедра транспортных и технологических машин; E-mail: le@bru.by

Поступила в редакцию 21.09.2021; одобрена после рецензирования 09.11.2021; принята к публикации 02.12.2021.

## REFERENCES

1. Sogomonyan E.S., Slabakov E.V. *Samoproveryaemye ustroystva i otkazoustoychivye sistemy* (The Self-Checked Devices and Failure-Safe Systems), Moscow, 1989, 208 p. (in Russ.)
2. Drozd A.V., Kharchenko V.S., Antoshchuk S.G., Drozd Yu.V., Drozd M.A., Sulima Yu.Yu. *Rabochoye diagnostirovaniye bezopasnykh informatsionno-upravlyayushchikh sistem* (Working Diagnostics of Safe Information and Control Systems), Khar'kov, 2012, 614 p. (in Russ.)
3. Sapozhnikov VI.V. *Sintez sistem upravleniya dvizheniyem poyezdov na zheleznodorozhnykh stantsiyakh s isklyucheniym opasnykh otkazov* (Synthesis of Control Systems for the Movement of Trains at Railway Stations with the Exclusion of Dangerous Failures), Moscow, 2021, 229 p.
4. Sapozhnikov V.V., Sapozhnikov VI.V., Efanov D.V. *Kody Khemminga v sistemakh funktsional'nogo kontrolya logicheskikh ustroystv* (Hamming Codes in Functional Control Systems of Logical Devices), St. Petersburg, 2018, 151 p. (in Russ.)
5. Sapozhnikov V.V., Sapozhnikov VI.V., Efanov D.V. *Kody s summirovaniyem dlya sistem tekhnicheskogo diagnostirovaniya. T. 1. Klassicheskiye kody Bergera i ikh modifikatsii* (Summed Codes for Technical Diagnostic Systems. Vol. 1. Classical Berger Codes and Their Modifications), Moscow, 2020, 383 p. (in Russ.)
6. Sapozhnikov V.V., Sapozhnikov VI.V., Efanov D.V. *Kody s summirovaniyem dlya sistem tekhnicheskogo diagnostirovaniya. T. 2. Vzveshennyye kody s summirovaniyem* (Summed Codes for Technical Diagnostic Systems. Vol. 2. Weighted Codes with Summation), Moscow, 2021, 455 p. (in Russ.)
7. Berezyuk N.T., Andrushchenko A.G., Moshchitskiy S.S., Glushkov V.I., Benesha M.M., Gavrilov V.A. *Kodirovaniye informatsii (dvoichnyye kody)* (Information Coding (Binary Codes)), Khar'kov, 1978, 252 p. (in Russ.)
8. Sapozhnikov V.V., Sapozhnikov VI.V. *Samoproveryaemye diskretnye ustroystva* (The Self-Checked Discrete Devices), St. Petersburg, 1992, 224 p. (in Russ.)
9. Piestrak S.J. *Design of Self-Testing Checkers for Unidirectional Error Detecting Codes*, Wrocław, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 1995, 111 p.
10. Göessel M., Ocheretny V., Sogomonyan E., Marienfeld D. *New Methods of Concurrent Checking*, Edition 1, Dordrecht, Springer Science+Business Media B.V., 2008, 184 p.
11. Gavrilov S.V., Gurov S.I., Zhukova T.D., Ryzhova D.I. *Information Technologies*, 2016, no. 12(22), pp. 931–937. (in Russ.)
12. Tshagharyan G., Harutyunyan G., Shoukourian S., Zorian Y. *Proceedings of 15th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2017)*, Novi Sad, Serbia, September 29–October 2, 2017, pp. 25–28, DOI: 10.1109/EWDTS.2017.8110065.
13. Stempkovskii A.L., Tel'pukhov D.V., Zhukova T.D., Demeneva A.I., Nadolenko V.V., Gurov S.I. *Russian Microelectronics*, 2019, no. 4(48), pp. 240–249.
14. Drozd O., Antoniuk V., Nikul V., Drozd M. *Proceedings of the 14th International Conference TCSET'2018*, Lviv-Slavsko, Ukraine, 2018, pp. 805–809, DOI: 10.1109/TCSET.2018.8336320.
15. Drozd O., Perebeinos I., Martynyuk O., Zashcholkin K., Ivanova O., Drozd M. *Proceedings of the IEEE International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, 25–29 February 2020, Lviv-Slavsko, Ukraine, paper 142, DOI: 10.1109/TCSET49122.2020.235591.
16. Gessel M., Morozov A.V., Sapozhnikov V.V., Sapozhnikov VI.V. *Automation and Remote Control*, 2003, no. 1, pp. 153–161.
17. Saposhnikov VI.V., Dmitriev A., Goessel M., Saposhnikov V.V. *Proceedings of 14th IEEE VLSI Test Symposium*, USA, Princeton, 1996, pp. 162–168.
18. Aksyonova G.P. *Automation and Remote Control*, 1973, no. 2(34), pp. 267–273.
19. Efanov D.V. *Journal of Instrument Engineering*, 2019, no. 7(62), pp. 621–631, DOI: 10.17586/0021-3454-2019-62-7-621-631. (in Russ.)
20. Efanov D.V. *Electronic modeling*, 2019, no. 6(41), pp. 49–64, DOI: 10.15407/emodel.41.06.049. (in Russ.)
21. Saposhnikov V.V., Saposhnikov VI.V., Morozov A., Goessel M., Osadchy G. *Proceedings of 2nd IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2004)*, Crimea, Ukraine, September 15–17, 2004, pp. 83–87.
22. Goessel M., Morozov A.V., Sapozhnikov V.V., Sapozhnikov VI.V. *Automation and Remote Control*, 2005, no. 8, pp. 1336–1346.
23. Das D.K., Roy S.S., Dmitriev A., Morozov A., Gössel M. *Proceedings of the 10th International Workshops on Boolean Problems*, Freiberg, Germany, September, 2012, pp. 33–40.
24. Sapozhnikov V.V., Sapozhnikov VI.V., Efanov D.V. *Electronic modeling*, 2016, no. 6(38), pp. 25–43.
25. Sapozhnikov V.V., Sapozhnikov VI.V., Efanov D.V. *Control Sciences*, 2017, no. 1, pp. 57–64. (in Russ.)
26. Sapozhnikov V.V., Sapozhnikov VI.V., Efanov D.V., Pivovarov D.V. *Electronic modeling*, 2017, no. 2(39), pp. 15–34.
27. Morozov M., Saposhnikov V.V., Saposhnikov VI.V., Goessel M. *Proceedings of 6th IEEE International On-Line Testing Workshop*, Palma de Mallorca, Spain, July 3–5, 2000, pp. 171–176.

28. Nikolos D. *Chapter 7 in On-Line Testing for VLSI*, 1998, pp. 69–79, DOI 10.1007/978-1-4757-60-69-9\_7.
29. Efanov D.V. *Vestnik Tashkentskogo instituta inzhenerov zheleznodorozhnogo transporta*, 2019, no. 2, pp. 109–124.
30. Efanov D.V., Sapozhnikov V.V., Sapozhnikov VI.V. *Electronic Modeling*, 2021, no. 1(43), pp. 28–45, DOI: 10.15407/emodel.43.01.028.
31. Efanov D., Osadchy G., Zueva M. *Proceedings of 19th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2021)*, Batumi, Georgia, September 10–13, 2021, pp. 59–69. DOI: 10.1109/EWDTS52692.2021.9581036.
32. Efanov D., Osadchy G., Zueva M. *Proceedings of 11th IEEE International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications (IDAACS'2021)*, Cracow, Poland, September 22–25, 2021, pp. 424–431. DOI: 10.1109/IDAACS53288.2021.9660837.
33. Sagalovich Yu.L. *Vvedeniye v algebraicheskiye kody* (Introduction to Algebraic Codes) Moscow, 2010, 302 p. (in Russ.)
34. Efanov D., Plotnikov D., Sapozhnikov V., Sapozhnikov VI., Abdullaev R. *Proceedings of 16th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2018)*, Kazan, Russia, September 14–17, 2018, pp. 184–190, DOI: 10.1109/EWDTS.2018.8524684.
35. Abdullaev R.B., Efanov D.V., Sapozhnikov V.V., Sapozhnikov VI.V. *Proceedings of 17th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2019)*, Batumi, Georgia, September 13–16, 2019, pp. 157–161, DOI: 10.1109/EWDTS.2019.8884451.
36. Abdullaev R., Efanov D. *Proceedings of 19th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2021)*, Batumi, Georgia, September 10–13, 2021, pp. 40–46. DOI: 10.1109/EWDTS52692.2021.9580992.
37. Sapozhnikov V.V., Sapozhnikov VI.V., Efanov D.V. *Journal of Instrument Engineering*, 2015, no. 5(58), pp. 333–343, DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-333-343. (in Russ.)
38. Efanov D.V., Sapozhnikov V.V., Sapozhnikov VI.V. *Trudy ISP RAS* (ISPRAS Proceedings), 2017, no. 5(29), pp. 39–60, DOI: 10.15514/ISPRAS-2017-29(5)-3. (in Russ.)
39. Efanov D., Sapozhnikov V., Sapozhnikov VI., Osadchy G., Pivovarov D. *Proceedings of 17th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2019)*, Batumi, Georgia, September 13–16, 2019, pp. 136–143, DOI: 10.1109/EWDTS.2019.8884398.

#### **Data on authors**

- |                            |   |
|----------------------------|---|
| <b>Dmitry V. Efanov</b>    | — Dr. Sci., Associate Professor; Russian University of Transport, Department of Automation, Remote Control, and Communications on Railway Transport; Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Higher School of Transport on the Institute of Machinery, Materials and Transport; Professor; E-mail: TrES-4b@yandex.ru |
| <b>Ruslan B. Abdullaev</b> | — PhD; Tashkent State Transport University; Department of Automatics and Telemechanics; Senior Lecturer; E-mail: ruslan_0507@mail.ru  |
| <b>Igor V. Leskovets</b>   | — PhD, Associate Professor; Belarusian-Russian University, Department of Transportation and Technological Machines; E-mail: le@bru.by   |

Received 21.09.2021; approved after reviewing 09.11.2021; accepted for publication 02.12.2021.

**СИНТЕЗ ДИСКРЕТНЫХ ПОЛОСОВЫХ И РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ  
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНВАРИАНТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ И ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК**

С. И. ЗИАТДИНОВ

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения  
Санкт-Петербург, Россия  
ziat.53@mail.ru*

**Аннотация.** Рассмотрен вопрос построения дискретных полосовых и режекторных фильтров с использованием импульсных и переходных характеристик непрерывных фильтров-аналогов нижних и верхних частот. Разработана методика синтеза перестраиваемых полосовых и режекторных фильтров с неизменной шириной амплитудно-частотных характеристик независимо от частоты настройки фильтров. Найдены весовые коэффициенты разностных уравнений, определяющих работу дискретных полосовых и режекторных фильтров, обладающих неизменной шириной амплитудно-частотных характеристик в условиях переменной частоты настройки фильтров. В основу синтеза положено представление математической частотной передаточной функции фильтра отдельно в области положительных и отрицательных частот, для каждой из которых применяется смещенное на частоту настройки выделенной области билинейное  $z$ -преобразование. Получены передаточные функции в  $z$ -плоскости дискретных фильтров отдельно для областей положительных и отрицательных частот. Путем суммирования и перемножения передаточных функций получены итоговые передаточные функции в  $z$ -плоскости для дискретных полосовых и режекторных фильтров. Переходом от  $z$ -параметра к параметру  $j\omega$  получены выражения для частотных передаточных функций синтезированных полосовых и режекторных фильтров. Произведен расчет амплитудно-частотных характеристик синтезированных фильтров и показано, что их ширина остается постоянной при изменении частоты настройки фильтров. Разработанная методика полезна при построении адаптивных систем и устройств обработки сигналов, таких как системы обнаружения и фильтрации сигналов, доплеровские измерители скорости, системы селекции движущихся целей.

**Ключевые слова:** дискретные фильтры, частотные характеристики, импульсные и переходные характеристики,  $z$ -преобразование, весовые коэффициенты

**Ссылка для цитирования:** Зиятдинов С. И. Синтез дискретных полосовых и режекторных фильтров с использованием инвариантных импульсных и переходных характеристик // Изв. вузов. Приборостроение. 2022. Т. 65, № 1. С. 19—27. DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-19-27.

**SYNTHESIS OF DISCRETE BANDPASS AND NOTCH FILTERS  
USING INVARIANT IMPULSE AND TRANSIENT CHARACTERISTICS**

S. I. Ziatdinov

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St. Petersburg, Russia  
ziat.53@mail.ru*

**Abstract.** The problem of constructing discrete bandpass and notch filters using impulse and transient characteristics of continuous analog filters of low and high frequencies is considered. A technique for the synthesis of tunable bandpass and notch filters with a constant width of the amplitude-frequency characteristics, regardless of the filter tuning frequency, is developed. The weight coefficients of the difference equations that determine the operation of discrete bandpass and notch filters with a constant width of the amplitude-frequency characteristics under conditions of a variable filter tuning frequency are found. The synthesis is based on the presentation of the mathematical frequency transfer function of the filter separately in the region of positive and negative frequencies, for each of which a bilinear  $z$ -transform is applied shifted to the tuning frequency of the selected region. The transfer functions in the  $z$ -plane of discrete filters are obtained separately for the regions of positive and negative frequencies. By summing and multiplying the transfer functions, the final transfer functions in the  $z$ -plane for discrete band pass and notch filters are obtained. By passing from the  $z$ -parameter to the  $j\omega$  parameter, expressions are obtained for the frequency transfer functions of the synthesized bandpass and notch filters. The amplitude-frequency characteristics of the synthesized filters are evaluated, and their width is shown to remain constant when the filter tuning frequency is changed. The developed technique is reported to be of use in building adaptive systems and signal processing devices, such as signal detection and filtering systems, Doppler velocity meters, and moving target selection systems.

**Keywords:** discrete filters, frequency characteristics, impulse and transient characteristics, z-transform, weight coefficients

**For citation:** Ziatdinov S. I. Synthesis of discrete bandpass and notch filters using invariant impulse and transient characteristics. *Journal of Instrument Engineering*. 2022. Vol. 65, N 1. P. 19—27 (in Russian). DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-19-27.

**Введение.** При разработке различных радиоэлектронных систем и устройств обнаружения и оценки параметров сигналов, систем селекции движущихся целей, систем автоматического сопровождения объектов по таким параметрам, как дальность, угловые координаты и скорость, широко используются разнообразные фильтры нижних и верхних частот, полосовые и режекторные фильтры [1—4].

В общем виде фильтры исчерпывающе описываются их частотными передаточными функциями. В то же время в зависимости от тактических задач фильтры могут быть заданы однозначно взаимосвязанными импульсными и переходными характеристиками, дифференциальными, интегральными и разностными уравнениями. В зависимости от того, какими параметрами определен конкретный фильтр, существуют разнообразные методы синтеза, которые достаточно широко и подробно изложены в отечественной и иностранной литературе.

При построении дискретных фильтров задача синтеза сводится к нахождению весовых коэффициентов разностного уравнения, определяющего алгоритм работы. Так, в [5—7] представлена методика вычисления весовых коэффициентов нерекурсивных и рекурсивных дискретных фильтров нижних и верхних частот по отсчетам их импульсной характеристики. Методика синтеза дискретного фильтра по отсчетам переходной характеристики изложена в [8, 9]. В [10, 11] рассмотрен синтез дискретного фильтра на основе использования дифференциального и интегрального уравнений, определяющих работу фильтра.

Синтез дискретных фильтров в большинстве случаев осуществляется по заданной частотной передаточной функции непрерывного фильтра-аналога с использованием билинейного  $z$ -преобразования [12—15]. Метод билинейного  $z$ -преобразования наиболее эффективен при разработке фильтров нижних и верхних частот. Однако при синтезе полосовых и режекторных фильтров возникают значительные трудности.

**Постановка задачи.** Полосовые и режекторные фильтры, как правило, являются узкополосными и характеризуются частотой настройки. Применение данного типа фильтров, например, в адаптивных системах, где частота настройки изменяется, может привести к нежелательным явлениям, связанным с изменением полосы пропускания или зоны режекции фильтров. В аналоговом варианте полосовые и режекторные фильтры выполняются обычно на основе реактивных элементов в виде катушек индуктивности и конденсаторов. Анализ показывает, что изменение в два раза резонансной частоты (частоты настройки) последовательного или параллельного колебательного контура приводит к практически двойному изменению полосы пропускания резонансной системы. Представляется актуальной разработка методики синтеза полосовых и режекторных перестраиваемых дискретных фильтров на базе заданных непрерывных фильтров-аналогов с неизменной шириной полосы пропускания или зоны режекции. Решение данной задачи составляет основное содержание настоящей статьи.

**Синтез дискретных полосовых фильтров с использованием инвариантных импульсных характеристик.** При известной импульсной характеристике непрерывного фильтра-аналога весовые коэффициенты дискретного фильтра определяются на основе следующих соотношений [5]:

$$A_0 = Th_0;$$

$$A_i = T \left( h_i + \sum_{j=1}^i B_j h_{i-j} \right), \quad i=1, 2, \dots, n; \quad (1)$$

$$-\sum_{j=1}^n B_j h_{n+i-j} = h_{n+i}, \quad i=1, 2, \dots, \quad (2)$$

где  $T$  — период следования отсчетов входного сигнала;  $h_i = h(iT)$  — отсчеты импульсной характеристики непрерывного фильтра-аналога;  $A_i, B_j$  — весовые коэффициенты нерекурсивной и рекурсивной частей передаточной функции дискретного фильтра-аналога;  $n$  — порядок фильтра.

По системе  $n$  линейных уравнений (2) определяются коэффициенты  $B_i$ , коэффициенты  $A_i$  рассчитываются последовательно по формуле (1). В результате передаточная функция дискретного фильтра-аналога в  $z$ -плоскости записывается следующим образом:

$$W(z) = \frac{\sum_{i=0}^n A_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z^{-i}}, \quad (3)$$

где  $z^{-i} = e^{-ij\omega T}$ .

Известно [12,15], что частотная передаточная функция действительных фильтров включает в себя две ветви, расположенные симметрично в области положительных и отрицательных частот. Для полосового непрерывного фильтра с постоянной шириной полосы пропускания частотную передаточную функцию запишем как

$$W(j\omega) = \frac{a_m [j(\omega \pm \omega_0)]^m + a_{m-1} [j(\omega \pm \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1 j(\omega \pm \omega_0) + a_0}{b_n [j(\omega \pm \omega_0)]^n + b_{n-1} [j(\omega \pm \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1 j(\omega \pm \omega_0) + b_0}, \quad m < n, \quad (4)$$

где  $\omega_0$  — частота настройки фильтра;  $a_i, b_i$  — коэффициенты, определяющие вид амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик фильтра.

Для синтеза дискретного полосового фильтра частотную передаточную функцию (4) представим в виде

$$W_{\Pi}(j\omega) = W_1(j\omega) + W_2(j\omega),$$

где

$$W_1(j\omega) = \frac{a_m [j(\omega - \omega_0)]^m + a_{m-1} [j(\omega - \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1 j(\omega - \omega_0) + a_0}{b_n [j(\omega - \omega_0)]^n + b_{n-1} [j(\omega - \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1 j(\omega - \omega_0) + b_0}, \quad (5)$$

$$W_2(j\omega) = \frac{a_m [j(\omega + \omega_0)]^m + a_{m-1} [j(\omega + \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1 j(\omega + \omega_0) + a_0}{b_n [j(\omega + \omega_0)]^n + b_{n-1} [j(\omega + \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1 j(\omega + \omega_0) + b_0}. \quad (6)$$

Соотношение (5) определяет частотную передаточную функцию полосового фильтра в области положительных частот, а соотношение (6) — в области отрицательных частот. Частотные передаточные функции (5) и (6) соответствуют двум комплексным фильтрам с частотами настройки  $\omega_0$  и  $-\omega_0$  соответственно. Передаточные функции данных фильтров в  $z$ -плоскости определяются следующими выражениями:

— для фильтра с частотной передаточной функцией (5) и частотой настройки  $\omega_0$

$$W_1(z) = \frac{\sum_{i=0}^m A_i z_0^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^i z^{-i}}; \quad (7)$$

— для фильтра с частотной передаточной функцией (6) и частотой настройки  $-\omega_0$

$$W_2(z) = \frac{\sum_{i=0}^m A_i z_0^{-i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^{-i} z^{-i}}. \quad (8)$$

В выражениях (7) и (8)  $z_0^i = e^{ij\omega_0 T}$ ; весовые коэффициенты  $A_i, B_i$  определяются соотношениями (1) и (2).

В результате передаточная функция синтезируемого дискретного полосового фильтра в  $z$ -плоскости принимает вид

$$W_{\Pi}(z) = W_1(z) + W_2(z). \quad (9)$$

**Пример.** Синтез дискретного полосового фильтра с постоянной полосой пропускания. В качестве непрерывного фильтра-аналога возьмем фильтр нижних частот Баттерворта второго порядка с частотной передаточной функцией [6, 7]

$$W(j\omega) = \frac{\omega_{\text{ср}}^2}{(j\omega)^2 + j\sqrt{2} \cdot \omega_{\text{ср}} \omega + \omega_{\text{ср}}^2}, \quad (10)$$

где  $\omega_{\text{ср}}$  — частота среза фильтра.

Импульсная характеристика данного фильтра имеет вид

$$h(t) = \sqrt{2} \cdot \omega_{\text{ср}} e^{-\omega_{\text{ср}} t / \sqrt{2}} \sin \frac{\omega_{\text{ср}} t}{\sqrt{2}}. \quad (11)$$

Система уравнений (2) для нахождения весовых коэффициентов  $B_i$  записывается следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} B_1 h_2 + B_2 h_1 &= -h_3; \\ B_1 h_3 + B_2 h_2 &= -h_4, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где  $h_1, h_2, h_3, h_4$  — отсчеты импульсной характеристики (11) в моменты времени  $t$ , равные  $T, 2T, 3T, 4T$  соответственно.

Решение системы уравнений (12) имеет вид

$$B_2 = \frac{h_3^2 - h_2 h_4}{h_2^2 - h_3 h_1}, \quad B_1 = \frac{h_3 + B_2 h_1}{h_2}. \quad (13)$$

Выражения для весовых коэффициентов  $A_i$ , определяемых из уравнения (1), с учетом (13) записываются следующим образом:

$$A_0 = Th_0, \quad A_1 = T(h_1 + B_1 h_0), \quad A_2 = T(h_2 + B_1 h_1 + B_2 h_0). \quad (14)$$

После подстановки (13) и (14) в (9) результирующая передаточная функция синтезируемого полосового фильтра второго порядка в  $z$ -плоскости будет определяться выражением

$$W_{\Pi}(z) = \frac{\sum_{i=0}^4 C_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^4 D_i z^{-i}}, \quad (15)$$

где

$$\begin{aligned} C_0 &= 2A_0, \quad C_1 = 2(A_1 + A_0 B_1) \cos(\omega_0 T), \\ C_2 &= A_1 B_1 + 2(A_2 + A_0 A_2) \cos(2\omega_0 T), \quad C_3 = 2(A_2 B_1 + A_1 B_2) \cos(\omega_0 T), \quad C_4 = 2A_2 B_2, \\ D_1 &= 2B_1 \cos(\omega_0 T), \quad D_2 = 2B_2 \cos(2\omega_0 T) + B_1^2, \quad D_3 = 2B_1 B_2 \cos(\omega_0 T), \quad D_4 = B_2^2. \end{aligned}$$

После подстановки в выражение (15) соотношений  $z^{-1} = e^{-j\omega T}$ ,  $z^{-2} = e^{-j2\omega T}$ ,  $z^{-3} = e^{-j3\omega T}$  и  $z^{-4} = e^{-j4\omega T}$  получим частотную передаточную функцию синтезированного дискретного полосового фильтра ( $W_{\Pi}(f)$ ) в непрерывном варианте, модуль которой для трех частот настройки  $f_0 = \omega_0/2\pi$ , равных 100, 200 и 300 Гц (кривые 1—3 соответственно), в области положительных частот показан на рис. 1. При расчетах были приняты следующие значения: частота среза  $f_{cp} = \omega_{cp}/2\pi = 8$  Гц, период повторения  $T = 10^{-3}$  с. Как видно из графиков, полоса пропускания и форма амплитудно-частотной характеристики фильтра не зависят от частоты настройки.

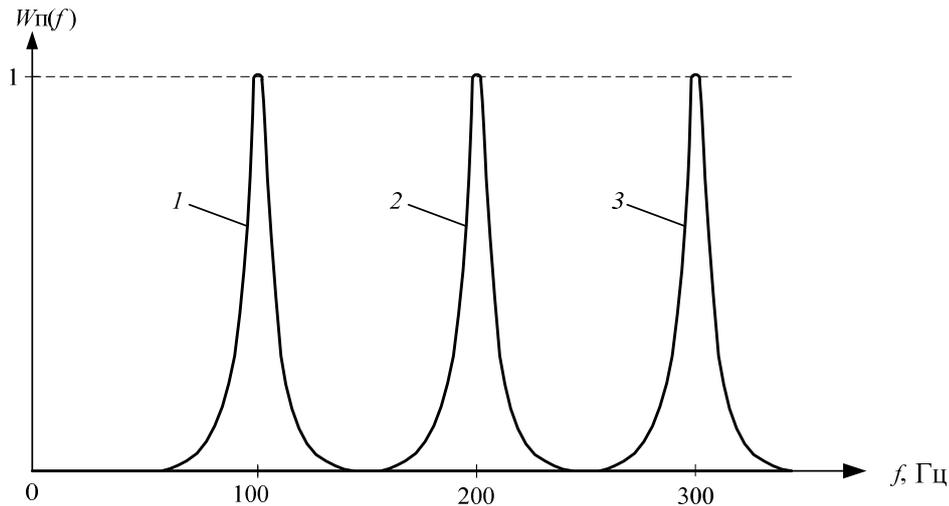


Рис. 1

**Синтез дискретных полосовых фильтров с использованием инвариантных переходных характеристик.** В случае когда непрерывный фильтр-аналог задан не импульсной, а переходной характеристикой, необходимо воспользоваться методикой, изложенной в [8].

Известно [15], что импульсная характеристика фильтра является производной от его переходной характеристики

$$h(t) = \frac{dg(t)}{dt} = \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{g(t) - g(t - \tau)}{\tau}.$$

С учетом дискретности синтезируемого фильтра данное соотношение запишем в виде конечной разности

$$h(t) = \frac{1}{T} [g(t) - g(t - T)] = \frac{1}{T} \Delta g(t), \quad (16)$$

где  $\Delta g(t) = g(t) - g(t - T)$ .

Тогда с учетом соотношения (16) выражения (1) и (2) для весовых коэффициентов дискретного фильтра примут следующий вид:

$$\begin{aligned} A_0 &= g[0]; \\ A_i &= \Delta g[i] + \sum_{j=1}^i B_j \Delta g[i - j], \quad i=1, 2, \dots, n; \\ -\sum_{j=1}^n B_j \Delta g[n + i - j] &= \Delta g[i + i], \quad i=1, 2, \dots, \end{aligned}$$

где  $\Delta g[i] = g[i] - g[i - 1]$ .

**Пример. Синтез дискретного полосового фильтра.** В качестве непрерывного фильтра-аналога возьмем фильтр нижних частот Баттерворта второго порядка, частотная передаточная

функция которого определяется выражением (10). Данный фильтр имеет переходную характеристику [8]

$$g(t) = 1 - e^{-\omega_{cp}t/\sqrt{2}} \left( \sin \frac{\omega_{cp}t}{\sqrt{2}} + \cos \frac{\omega_{cp}t}{\sqrt{2}} \right).$$

Тогда система уравнений (12) примет вид

$$\left. \begin{aligned} B_1 \Delta g[2] + B_2 \Delta g[1] &= -\Delta g[3]; \\ B_1 \Delta g[3] + B_2 \Delta g[2] &= -\Delta g[2]; \end{aligned} \right\}$$

а решение данной системы уравнений — следующий вид:

$$B_2 = \frac{\Delta g^2[3] - \Delta g[2]\Delta g[1]}{\Delta g^2[2] - \Delta g[3]\Delta g[1]}, \quad B_1 = \frac{\Delta g[3] + B_2 \Delta g[1]}{\Delta g[2]}. \quad (17)$$

Выражения для весовых коэффициентов  $A_i$ , определяемых из соотношения (1), с учетом (17) записываются следующим образом:

$$A_0 = g[0], \quad A_1 = \Delta g[1] + B_1 g[0], \quad A_2 = \Delta g[2] + B_1 \Delta g[1] + B_2 g[0]. \quad (18)$$

Синтезированный дискретный полосовой фильтр будет иметь передаточную функцию в  $z$ -плоскости, определяемую соотношением (15), с весовыми коэффициентами

$$C_0 = 2A_0, \quad C_1 = 2(A_1 + A_0 B_1) \cos(\omega_0 T), \quad C_2 = A_1 B_1 + 2(A_2 + A_0 A_2) \cos(2\omega_0 T), \\ C_3 = 2(A_2 B_1 + A_1 B_2) \cos(\omega_0 T), \quad C_4 = 2A_2 B_2,$$

$$D_1 = 2B_1 \cos(\omega_0 T), \quad D_2 = 2B_2 \cos(2\omega_0 T) + B_1^2, \quad D_3 = 2B_1 B_2 \cos(\omega_0 T), \quad D_4 = B_2^2.$$

Частотная передаточная функция данного фильтра совпадает с частотной передаточной функцией ранее рассмотренного полосового фильтра (см. рис. 1).

Метод синтеза с использованием импульсной характеристики непрерывного фильтра-аналога неприемлем для синтеза режекторных фильтров, так как импульсная характеристика режекторного фильтра содержит дельта-функцию. Поэтому для синтеза дискретных режекторных фильтров используются инвариантные переходные характеристики [8].

**Синтез дискретных режекторных фильтров с использованием инвариантных переходных характеристик.** Для синтеза дискретных режекторных фильтров частотную передаточную функцию (4) запишем в виде

$$W_p(j\omega) = W_1(j\omega) \cdot W_2(j\omega),$$

где, как и ранее,

$$W_1(j\omega) = \frac{a_m [j(\omega - \omega_0)]^m + a_{m-1} [j(\omega - \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1 j(\omega - \omega_0) + a_0}{b_n [j(\omega - \omega_0)]^n + b_{n-1} [j(\omega - \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1 j(\omega - \omega_0) + b_0}, \quad (19)$$

$$W_2(j\omega) = \frac{a_m [j(\omega + \omega_0)]^m + a_{m-1} [j(\omega + \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1 j(\omega + \omega_0) + a_0}{b_n [j(\omega + \omega_0)]^n + b_{n-1} [j(\omega + \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1 j(\omega + \omega_0) + b_0}. \quad (20)$$

Соотношение (19) определяет частотную передаточную функцию режекторного фильтра в области положительных частот, а соотношение (20) — в области отрицательных частот.

Тогда на основании вышеизложенной методики результирующая передаточная функция синтезируемого дискретного режекторного фильтра в  $z$ -плоскости записывается следующим образом:

$$W_p(z) = W_1(z) \cdot W_2(z). \quad (21)$$

**Пример.** Синтез дискретного режекторного фильтра с постоянной шириной зоны режекции. В качестве непрерывного фильтра-аналога возьмем фильтр верхних частот второго порядка с частотной передаточной функцией

$$W(j\omega) = \frac{(j\omega)^2}{(j\omega)^2 + j\sqrt{2} \cdot \omega_{\text{cp}}\omega + \omega_{\text{cp}}^2}.$$

Данный фильтр имеет переходную характеристику

$$g(t) = \omega_{\text{cp}}^2 e^{-\omega_{\text{cp}}t/\sqrt{2}} \left( \sin \frac{\omega_{\text{cp}}t}{\sqrt{2}} + \cos \frac{\omega_{\text{cp}}t}{\sqrt{2}} \right).$$

Весовые коэффициенты  $B_i, A_i$  синтезируемого дискретного режекторного фильтра определяются из соотношений (17) и (18).

С учетом выражения (21) результирующая передаточная функция рассматриваемого фильтра в  $z$ -плоскости будет определяться выражением (15), где весовые коэффициенты имеют вид

$$C_0 = A_0^2, \quad C_1 = 2A_0A_1 \cos(\omega_0T), \quad C_2 = A_1^2 + 2A_0A_2 \cos(2\omega_0T), \\ C_3 = 2A_1A_2 \cos(\omega_0T), \quad C_4 = 2A_2^2,$$

$$D_1 = 2B_1 \cos(\omega_0T), \quad D_2 = 2B_2 \cos(2\omega_0T) + B_1^2, \quad D_3 = 2B_1B_2 \cos(\omega_0T), \quad D_4 = B_2^2.$$

После подстановки в выражение (15) соотношений  $z^{-1} = e^{-j\omega T}$ ,  $z^{-2} = e^{-j2\omega T}$ ,  $z^{-3} = e^{-j3\omega T}$  и  $z^{-4} = e^{-j4\omega T}$  получим частотную передаточную функцию синтезированного дискретного режекторного фильтра ( $W_p(f)$ ) в непрерывном варианте, модуль которой для трех частот настройки  $f_0 = \omega_0/2\pi$ , равных 100, 200 и 300 Гц (кривые 1—3 соответственно), в области положительных частот показан на рис. 2. При расчетах, как и ранее, принято:  $f_{\text{cp}} = \omega_{\text{cp}}/2\pi = 8$  Гц,  $T = 10^{-3}$  с. Анализ графиков показывает, что ширина зоны режекции и форма амплитудно-частотной характеристики фильтра не зависят от частоты настройки.

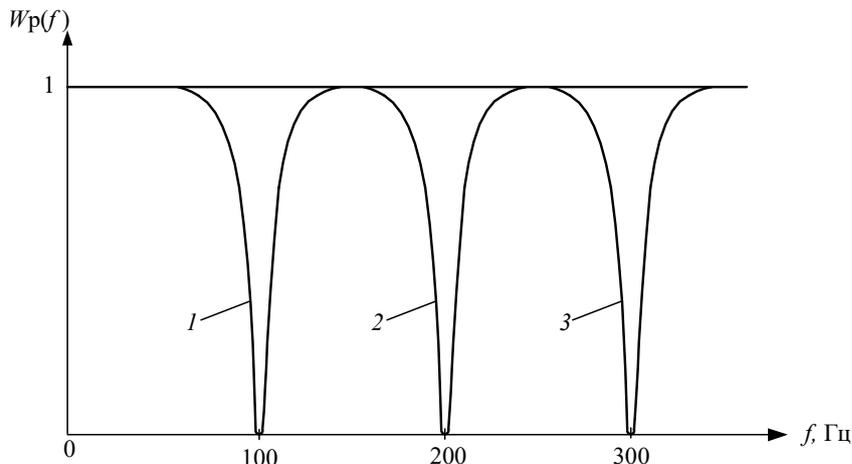


Рис. 2

**Обсуждение результатов.** Представленные на рис. 1 и 2 амплитудно-частотные характеристики действительных дискретных полосовых и режекторных фильтров имеют постоянную ширину при различных значениях частоты настройки фильтров. Данный результат является следствием того, что в основу синтеза положено представление действительных фильтров в виде двух самостоятельных узкополосных комплексных фильтров, частотные передаточные функции которых расположены симметрично относительно нуля частот как в области положительных, так и в области отрицательных частот с последующим применением для каждой частотной передаточной функции билинейного  $z$ -преобразования, смещенного на частоту настройки. Сложение частотных передаточных функций комплексных фильтров для синтеза полосовых фильтров или их перемножение для синтеза режекторных фильтров приводит к увеличению в два раза порядка результирующих полосовых и режекторных фильтров.

**Заключение.** Представленная методика разбиения частотной передаточной функции действительного непрерывного фильтра-аналога на две составляющие позволяет синтезировать перестраиваемые по частоте действительные полосовые и режекторные фильтры с постоянной шириной амплитудно-частотной характеристики независимо от частоты настройки фильтров.

Предложенная методика синтеза действительных дискретных полосовых и режекторных фильтров, рассмотренные конкретные примеры построения подобных фильтров будут полезны при создании адаптивных и когерентных систем обработки информации, таких как устройства селекции движущихся целей, доплеровские измерители скорости движения разнообразных объектов, обнаружители, устройства оценки параметров, местоположения объектов и т. д.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бакулев П. А., Стенин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 286 с.
2. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2004. 319 с.
3. Попов Д. И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32—37.
4. Котоусов А. С., Морозов А. К. Оптимальная фильтрация и компенсация помех. М.: Горячая линия-Телеком, 2008. 166 с.
5. Воробьев С. Н. Цифровая обработка сигналов. СПб: Изд. дом „Академия“, 2013. 318 с.
6. Зиятдинов С. И. Синтез рекурсивных дискретных фильтров во временной области // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2016. № 3. С. 3—6.
7. Зиятдинов С. И. Синтез нерекурсивных дискретных фильтров во временной области // Информационно-управляющие системы. 2016. № 5. С. 98—101.
8. Зиятдинов С. И. Анализ линейных систем на основе переходных характеристик // Информационно-управляющие системы. 2016. № 2. С. 104—106.
9. Хемминг Р. В. Цифровые фильтры. М.: Недра, 1987. 217 с.
10. Зиятдинов С. И. Синтез дискретных фильтров методами инвариантных дифференциальных и интегральных уравнений // Изв. вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 5. С. 424—432.
11. Микропроцессорные системы автоматического управления / Под общ. ред. В. А. Бесекерского. Л.: Машиностроение, 1988. 355 с.
12. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: URSS, 2016. 915 с.
13. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Техносфера, 2006. 855 с.
14. Куприянов М. С., Матюшкин Б. Д. Цифровая обработка сигналов. СПб: Политехника, 2000. 592 с.
15. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1969. 512 с.

#### Сведения об авторе

**Сергей Ильич Зиятдинов**

— д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра информационно-сетевых технологий; профессор; E-mail: ziat.53@mail.ru

Поступила в редакцию 07.06.2021; одобрена после рецензирования 02.07.2021; принята к публикации 02.12.2021.

#### REFERENCES

1. Bakulev P.A., Stenin V.M. *Metody i ustroystva seleksii dvizhushchikhsya tseley* (Methods and Devices for Selection of Moving Targets), Moscow, 1986, 286 p. (in Russ.)
2. Bakulev P.A. *Radiolokatsionnyye sistemy* (Radar Systems), Moscow, 2004, 319 p. (in Russ.)
3. Popov D.I. *Digital signal processing*, 2014, no. 4, pp. 32–37. (in Russ.)
4. Kotousov A.S., Morozov A.K. *Optimal'naya fil'tratsiya i kompensatsiya pomekh* (Optimal Filtering and Noise Compensation), Moscow, 2008, 166 p. (in Russ.)

5. Vorobiev S.N. *Tsifrovaya obrabotka signalov* (Digital Signal Processing), St. Petersburg, 2013, 318 p. (in Russ.)
6. Ziatdinov S.I. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics* (Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika), 2016, no. 3, pp. 3–6. (in Russ.)
7. Ziatdinov S.I. *Information and Control Systems*, 2016, no. 5, pp. 98–101. (in Russ.)
8. Ziatdinov S.I. *Information and Control Systems*, 2016, no. 2, pp. 104–106. (in Russ.)
9. Hamming R.W. *Digital Filters*, Englewood Cliffs, N J, 1977.
10. Ziatdinov S.I. *Journal of Instrument Engineering*, 2019, no. 5(62), pp. 424–432. (in Russ.)
11. Besekersky V.A., ed., *Mikroprotsessornyye sistemy avtomaticheskogo upravleniya* (Microprocessor-Based Automatic Control Systems), Leningrad, 1988, 355 p. (in Russ.)
12. Baskakov S.I. *Radiotekhnicheskiye tsepi i signaly* (Radio Engineering Circuits and Signals), Moscow, 2016, 915 p. (in Russ.)
13. Oppenheim A.V., Schafer R.W. *Discrete-Time Signal Processing*, Georgia Institute of Technology, Pearson, 2010.
14. Kupriyanov M.S., Matyushkin B.D. *Tsifrovaya obrabotka signalov* (Digital Signal Processing), St. Petersburg, 2000, 592 p. (in Russ.)
15. Gonorovsky I.S. *Radiotekhnicheskiye tsepi i signaly* (Radio Engineering Circuits and Signals), Moscow, 1969, 512 p. (in Russ.)

**Data on author**

**Sergey I. Ziatdinov** — Dr. Sci., Professor; St. Petersburg University of Aerospace Instrumentation, Department of Information and Network Technologies; Professor; E-mail: ziat.53@mail.ru

Received 07.06.2021; approved after reviewing 02.07.2021; accepted for publication 02.12.2021.

**ПРЕДПОЧТИТЕЛЬНЫЕ ПАРЫ ГМВ-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ  
С ПЕРИОДОМ  $N=1023$   
ДЛЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ**

В. Г. СТАРОДУБЦЕВ<sup>1,2\*</sup>, Е. Ю. ПОДОЛИНА<sup>1</sup>, А. Х. КЕЛОГЛЯН<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия,  
\*vgstarod@mail.ru

<sup>2</sup> Университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** На основе алгоритма формирования предпочтительных пар (ПП) последовательностей Гордона — Миллса — Велча (ГМВП) получен полный перечень ПП ГМВП с периодом  $N=1023$ , обладающих пятиуровневой периодической взаимно корреляционной функцией и различными значениями эквивалентной линейной сложности, выступающей в качестве показателя структурной скрытности псевдослучайных последовательностей. Особенность формирования ГМВП с периодом  $N=1023$  заключается в том, что для каждой базисной М-последовательности (МП) можно синтезировать по пять ГМВП, тогда как для периодов  $N=63$ ,  $N=255$ ,  $N=511$  для каждой МП можно построить только по одной ГМВП. В поле  $GF(2^{10})$  существует 60 примитивных полиномов, с каждым из которых можно сформировать по десять ПП МП. Структурная скрытность ГМВП с периодом  $N=1023$  в 2, 4, 8 раз превышает аналогичную характеристику МП, что определяет предпочтительность применения ГМВП в системах передачи цифровой информации, к которым предъявляются повышенные требования по помехозащищенности, конфиденциальности и скрытности.

**Ключевые слова:** конечные поля, примитивные полиномы, М-последовательности, ГМВ-последовательности, предпочтительные пары, корреляционная функция, структурная скрытность

**Ссылка для цитирования:** Стародубцев В. Г., Подолина Е. Ю., Келоглян А. Х. Предпочтительные пары ГМВ-последовательностей с периодом  $N=1023$  для систем передачи цифровой информации // Изв. вузов. Приборостроение. 2022. Т. 65, № 1. С. 28—35. DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-28-35.

**PREFERRED PAIRS OF GMW SEQUENCES WITH PERIOD  $N=1023$   
FOR DIGITAL INFORMATION TRANSMISSION SYSTEMS**

V. G. Starodubtsev<sup>1,2\*</sup>, E. Yu. Podolina<sup>1</sup>, A. K. Keloglyan<sup>1</sup>

<sup>1</sup> A. F. Mozhaisky Military Space Academy, St. Petersburg, Russia,  
\*vgstarod@mail.ru

<sup>2</sup> ITMO University, St. Petersburg, Russia

**Abstract.** Based on an algorithm for the formation of preferred pairs (PP) of Gordon — Mills — Welch (GMWP) sequences, a complete list is obtained of PP GMWP with a period  $N=1023$ , which have a five-level periodic cross-correlation function and different values of equivalent linear complexity, which acts as an indicator of structural secrecy pseudo-random sequences. The peculiarity of HMWR formation with period  $N=1023$  is that for each basic M-sequences (MS), five HMWRs can be synthesized, while for periods  $N=63$ ,  $N=255$ ,  $N=511$ , only one HMWR can be constructed for each MS. There are 60 primitive polynomials in the  $GF(2^{10})$  field, each of which can form ten PP MS. Structural secrecy of the GMWP with a period  $N=1023$  is 2, 4, 8 times higher than the similar characteristic of the MS, which determines the preference for the use of the GMWP in digital information transmission systems, which are subject to increased requirements for noise immunity, confidentiality and secrecy.

**Keywords:** finite fields, primitive polynomials, M-sequences, GMW-sequences, preferred pairs, correlation function, structural secrecy

**For citation:** Starodubtsev V. G., Podolina E. Yu., Keloglyan A. K. Preferred pairs of GMW sequences with period  $N=1023$  for digital information transmission systems. *Journal of Instrument Engineering*. 2022. Vol. 65, N 1. P. 28—35 (in Russian). DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-28-35.

В современных системах передачи цифровой информации (СПЦИ), включающих в том числе системы передачи измерительной информации космических средств, широкое применение получили сигналы с расширенным спектром (СРС), которые формируются на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП) с заданными корреляционными и структурными свойствами. В качестве псевдослучайных используются М-последовательности (МП), а также последовательности Голда и Касами, которые формируются на основе предпочтительных пар (ПП) МП [1—4].

Спутниковые каналы связи являются наиболее уязвимыми в плане применения вероятным противником преднамеренных узкополосных, широкополосных и имитационных помех, что может привести к существенному снижению помехозащищенности СПЦИ. Под помехозащищенностью понимается устойчивость по отношению к естественным помехам и скрытность, включающая энергетическую, структурную и информационную составляющие [3]. В частности, структурная скрытность определяется возможностью и требуемым временем выявления структуры ПСП, на основе которой формируется СРС, а также возможностью внесения имитационной помехи.

В условиях радиоэлектронного противодействия используемые в настоящее время СРС, формируемые на основе М-последовательностей и их ПП, обеспечивают требуемую помехозащищенность по отношению как к узкополосным, так и к широкополосным преднамеренным помехам. Однако по отношению к имитационным помехам, вносимым противником после вскрытия структуры полезного сигнала, основанного на МП или производных последовательностях, требуемая помехозащищенность не всегда может быть обеспечена [2, 4—6].

Вопросам определения последовательностей с требуемыми взаимно корреляционными свойствами и высокой структурной скрытностью посвящено множество публикаций [7—11]. Новый класс последовательностей с малыми уровнями периодической взаимно корреляционной функции (ПВКФ) предложен в работе [7]. В [8] проведен анализ последовательностей с локально оптимальными корреляционными свойствами, а в [9] — анализ двоичных последовательностей с высокой структурной скрытностью.

В [10, 11] разработан алгоритм формирования ПП ГМВ-последовательностей (ГМВП) и получены проверочные полиномы для периодов  $N=63$ ,  $N=255$  и  $N=511$ . Показано, что ПП ГМВП формируются на основе ПП МП и характеризуются более высокой эквивалентной линейной сложностью (ЭЛС).

Предпочтительность применения ГМВП определяется тем, что данные последовательности, так же как и МП, имеют двухуровневую периодическую автокорреляционную функцию (ПАКФ), но обладают более высокой структурной скрытностью. Для вскрытия структуры ПСП, т.е. определения ее проверочного полинома, в соответствии с алгоритмом Берлекэмп — Месси необходимо число символов анализируемой последовательности, равное удвоенной степени проверочного полинома [2, 12]. Тогда выигрыш в структурной скрытности может быть определен как отношение ЭЛС или степеней проверочных полиномов сравниваемых последовательностей.

Применению ПП ГМВП в СПЦИ препятствует отсутствие проверочных полиномов для их формирования для периодов  $N > 511$ .

Цель настоящей статьи — определение проверочных полиномов предпочтительных пар ГМВП для периода  $N=1023$ . При проведении исследований использован математический аппарат теории конечных полей, линейной алгебры и корреляционного анализа.

Предпочтительной парой называются две МП с периодом  $N = 2^S - 1$ , модуль максимального значения ПВКФ которых не превышает

$$p(S) = 1 + 2^{\lfloor (S+2)/2 \rfloor}, \quad (1)$$

где  $\lfloor x \rfloor$  — целая часть вещественного числа  $x$  [2, 11].

Данные свойства ПВКФ могут наследоваться в производных системах сигналов, например в множествах последовательностей Голда и Касами.

Формирование МП производится в соответствии с примитивными проверочными полиномами  $h_i(x)$ , где индекс „ $i$ “ (здесь и далее) соответствует минимальному показателю степени корней данного полинома степени  $S$  в конечном поле  $GF(2^S)$ . Устройство формирования МП реализуется на основе регистров сдвига с линейными обратными связями [3, 4].

ГМВП формируются на основе  $M$ -последовательностей с аналогичным периодом путем их матричного представления и замены столбцов матрицы, которые также являются МП, но с более коротким периодом [2, 13].

Для формирования ПП ГМВП необходимо определить пары последовательностей, ПВКФ которых удовлетворяет (1). При выполнении данного условия такие пары ГМВП также можно называть предпочтительными.

ГМВП формируются над полями с двойным расширением  $GF(2^S) = GF[(2^m)^n]$ , в которых степень расширения поля  $S = m \cdot n$  — составное число. Символы  $d_i$  ГМВП с периодом  $N = 2^{mn} - 1$  определяются выражением [2, 6, 13]

$$d_i = \text{tr}_{m1}[(\text{tr}_{mn,m}(\alpha^i))^r], \quad 1 \leq r < 2^m - 1, \quad (r, 2^m - 1) = 1, \quad (2)$$

где  $\text{tr}_{u,v}(\cdot)$  — след элемента, принадлежащего полю  $GF(2^u)$ , в поле  $GF(2^v)$ ;  $\alpha \in GF(2^{mn})$  — примитивный элемент;  $r$  — натуральное число, взаимно простое с порядком мультипликативной группы поля  $GF(2^m)$ , равным  $2^m - 1$ .

Алгоритм формирования ГМВП с периодом  $N = 2^{mn} - 1 = 2^S - 1$  основан на использовании МП с аналогичным периодом и проверочным полиномом  $h_{МП}(x)$  степени  $S$ . Одним из корней базисной МП является примитивный элемент  $\alpha$ , принадлежащий расширенному полю  $GF(2^S)$ . Проверочный полином формируемой ГМВП  $h_r(x)$  может быть представлен в виде произведения двух и более неприводимых полиномов-сомножителей  $h_{ci}(x)$  степени  $S$ , корни которых являются фиксированными степенями корней полинома  $h_{МП}(x)$ , т.е. степенями примитивного элемента  $\alpha$  и его  $p$ -сопряженных элементов. Число полиномов-сомножителей определяет ЭЛС ГМВП и для заданного периода зависит только от значений параметров  $m$ ,  $n$  и  $r$ .

ЭЛС двоичных ГМВП определяется выражением [2, 6]

$$l_S = mn^{g(r)}, \quad (3)$$

где  $g(r)$  — количество единиц в двоичном представлении числа  $r$  в (2).

Для периодов  $N = 31$ ,  $N = 63$ ,  $N = 127$ ,  $N = 511$ ,  $N = 1023$  ПВКФ ПП МП является трехуровневой и принимает следующие ненормированные значения в соответствии с (1):

$$\{-p(S), -1, p(S) - 2\}. \quad (4)$$

Для каждого примитивного полинома  $h_i(x)$  в поле  $GF(2^S)$  количество ПП равно их числу для полинома  $h_1(x)$ . Для периода  $N = 1023$  для каждого примитивного полинома можно сформировать по десять ПП МП [13].

Особенность формирования ГМВП с периодом  $N=1023$  заключается в том, что для каждой базисной МП можно синтезировать по пять ГМВП, тогда как для периодов  $N=63$ ,  $N=255$  для каждой МП можно построить только по одной ГМВП. Это определяется тем, что в подполях  $GF(2^{S/2})$  при  $S = 6$ ,  $S = 8$  существует по два примитивных полинома, а при  $S = 10$  в подполе  $GF(2^5)$  имеется уже 6 примитивных полиномов. Один полином может быть использован для формирования МП с периодом  $N=1023$ , а пять полиномов — для формирования пяти ГМВП.

В зависимости от значения параметра  $r$  в выражении (2) и функции  $g(r)$  в (3) можно выделить пять типов ГМВП, которые характеризуются различными значениями ЭЛС:

- 1-й тип:  $r = 3_{10} = 00011_2$ ,  $g(r) = 2$ ,  $l_{S1} = 20$ ;
- 2-й тип:  $r = 5_{10} = 00101_2$ ,  $g(r) = 2$ ,  $l_{S2} = 20$ ;
- 3-й тип:  $r = 7_{10} = 00111_2$ ,  $g(r) = 3$ ,  $l_{S3} = 40$ ;
- 4-й тип:  $r = 11_{10} = 01011_2$ ,  $g(r) = 3$ ,  $l_{S4} = 40$ ;
- 5-й тип:  $r = 15_{10} = 01111_2$ ,  $g(r) = 4$ ,  $l_{S5} = 80$ .

В соответствии с алгоритмом, разработанным в [10, 11], определим ПП ГМВП для каждого из пяти типов. Первые два шага алгоритма являются общими для всех типов ГМВП.

*Шаг 1.* Выбор конечного поля  $GF(2^{10})$  с неприводимым полиномом  $f(x) = h_1(x) = x^{10} + x^3 + 1$ , для которого существуют ГМВП с периодом  $N=2^{10}-1=1023$ .

*Шаг 2.* Выбор неприводимых полиномов в поле  $GF(2^{10})$ , выбор производится в соответствии с табл. 1 [14].

Таблица 1

$\alpha'$ в $h_i(x)$	Полином $h_i(x)$ $x^{10} + \dots + 1$	Период корней	$\alpha'$ в $h_i(x)$	Полином $h_i(x)$ $x^{10} + \dots + 1$	Период корней	$\alpha'$ в $h_i(x)$	Полином $h_i(x)$ $x^{10} + \dots + 1$	Период корней
$\alpha^1$	10000001001	1023	77	10100001011	93	183	11100001111	341
$\alpha^3$	10000001111	341	79	10011100111	1023	187	11010000101	93
5	10100001101	1023	83	11110010011	1023	189	10001100011	341
7	11111111001	1023	85	10111000111	1023	191	11110110001	1023
9	10010101111	341	87	10011001001	341	205	10010001011	1023
11	10000110101	93	89	10011010111	1023	207	11100110101	341
13	10001101111	1023	91	11010110101	1023	213	10110011011	341
15	10110101011	341	93	11111111111	11	215	10110100001	1023
17	11101001101	1023	95	10001100101	1023	219	10110111001	341
19	10111111011	1023	99	110111	31	221	11101011001	1023
21	11111101011	341	101	10000101101	1023	223	11000100101	1023
23	10000011011	1023	103	11101111101	1023	231	111011	31
25	10100100011	1023	105	11110000111	341	235	11001001111	1023
27	11101111011	341	107	11001111001	1023	237	11111000101	341
29	10100110001	1023	109	10000100111	1023	239	10101010111	1023
31	11000100011	33	111	10001010011	341	245	10011000101	1023
33	111101	31	115	10111110111	1023	247	11001000011	1023
35	11000010011	1023	117	10010011001	341	251	11011111101	1023
37	11101100011	1023	119	11001011011	1023	253	10101100001	93
39	10001000111	341	121	11010100111	93	255	11110000001	341
41	10111100101	1023	123	11100010001	341	341	111	3
43	10100011001	1023	125	11011000001	1023	343	11100011101	1023
45	11000110001	341	127	10011111111	1023	347	10101000011	1023
47	11001111111	1023	147	10011101101	341	351	11010111111	341
49	11101010101	1023	149	11000010101	1023	363	100101	31
51	10101100111	341	151	11100100001	1023	367	10100111101	1023
53	10110001111	1023	155	10010101001	33	375	10000011101	341
55	11100101011	93	157	10101101011	1023	379	11000110111	1023
57	11001010001	341	159	11011110111	341	383	10110000101	1023
59	11100111001	1023	165	101001	31	439	11100010111	1023
61	11111110011	1023	167	10011110011	1023	447	11110101001	341
63	11010101101	341	171	11011001101	341	479	10110010111	1023
69	10111000001	341	173	11011011111	1023	495	101111	31
71	11011010011	1023	175	11110001101	1023	511	10010000001	1023
73	11101000111	1023	179	11010001001	1023			
75	10100011111	341	181	11111011011	1023			

*Шаг 3.* Вычисление ПКВФ ГМВП первого и второго типов с ЭЛС  $l_S = 20$ .

Формирование ГМВП с периодом  $N=1023$  выполняется на основе базисных МП [13]. Всего в поле  $GF(2^{10})$  существует 60 примитивных полиномов десятой степени. Для каждой базисной МП можно сформировать по пять ГМВП с различными значениями ЭЛС. Проверочные полиномы пяти типов ГМВП определяются следующими выражениями [13, 14]:

$$\begin{aligned}
 h_{1r1}(x) &= h_3(x)h_{17}(x); \\
 h_{2r1}(x) &= h_5(x)h_9(x); \\
 h_{3r1}(x) &= h_7(x)h_{19}(x)h_{25}(x)h_{69}(x); \\
 h_{4r1}(x) &= h_{11}(x)h_{13}(x)h_{21}(x)h_{73}(x);
 \end{aligned}$$

$$h_{5r1}(x) = h_{15}(x)h_{23}(x)h_{27}(x)h_{29}(x)h_{77}(x)h_{85}(x)h_{89}(x)h_{147}(x),$$

где первая слева цифра индекса обозначает принадлежность к одному из пяти типов ГМВП, а третья цифра соответствует индексу примитивного полинома (минимальному показателю степени его корней), с помощью которого образуется базисная МП при формировании ГМВП. Например, если для базисной МП используется примитивный полином  $h_{49}(x) = x^{10} + x^9 + x^8 + x^6 + x^4 + x^2 + 1$  (см. табл. 1), то полином для ГМВП четвертого типа имеет вид

$$h_{4r49}(x) = h_{11 \cdot 49}(x)h_{13 \cdot 49}(x)h_{21 \cdot 49}(x)h_{73 \cdot 49}(x) = h_{55}(x)h_{251}(x)h_3(x)h_{127}(x).$$

В табл. 2, 3 показаны отдельные результаты вычисления ПВКФ, т.е. значений функции  $R(\tau)$  и количества  $n$  этих значений, для ГМВП с проверочными полиномами  $h_{1r1}(x) = h_3(x)h_{17}(x)$  и  $h_{2r1}(x) = h_5(x)h_9(x)$ , образованными на основе МП с полиномом  $h_1(x)$ , и ГМВП, образованными на основе МП с другими 59 примитивными полиномами  $h_i(x)$ .

Таблица 2

Тип ПВКФ	Индекс $i$ в $h_{1r1}(x)$	Минимум ПВКФ		Максимум ПВКФ		Число уровней
		$R_{\min}(\tau)$	$n$	$R_{\max}(\tau)$	$n$	
1	5, 205	-97	1	79	10	12
2	13, 79	-97	10	111	10	20
3	17, 181	-73	10	95	5	19
4	25, 41	-97	1	79	10	12
5	49, 107	-97	1	79	20	11
6	511	-85	10	143	1	34
7	43, 119	-73	20	87	20	20
8	223, 367	-65	70	63	86	5

Таблица 3

Тип ПВКФ	Индекс $i$ в $h_{2r1}(x)$	Минимум ПВКФ		Максимум ПВКФ		Число уровней
		$R_{\min}(\tau)$	$n$	$R_{\max}(\tau)$	$n$	
1	5, 205	-73	20	143	1	20
2	13, 79	-97	11	95	10	13
3	17, 181	-97	1	79	10	11
4	25, 41	-121	2	143	1	19
5	49, 107	-89	10	143	1	19
6	511	-77	20	95	5	34
7	43, 119	-65	50	63	86	5
8	223, 367	-65	70	63	86	5

В соответствии с табл. 2 условию (1) для предпочтительных пар удовлетворяют только две пары ГМВП первого типа с проверочными полиномами  $h_{1r1}(x) = h_{1r223}(x)$  и  $h_{1r1}(x) = h_{1r367}(x)$ . ПВКФ данных ПП ГМВП (рис. 1) принимает пять значений, лежащих в интервале от  $-65$  до  $+63$ :

$$R(\tau) \in \{-65(70), -33(200), -1(467), 31(200), 63(86)\}.$$

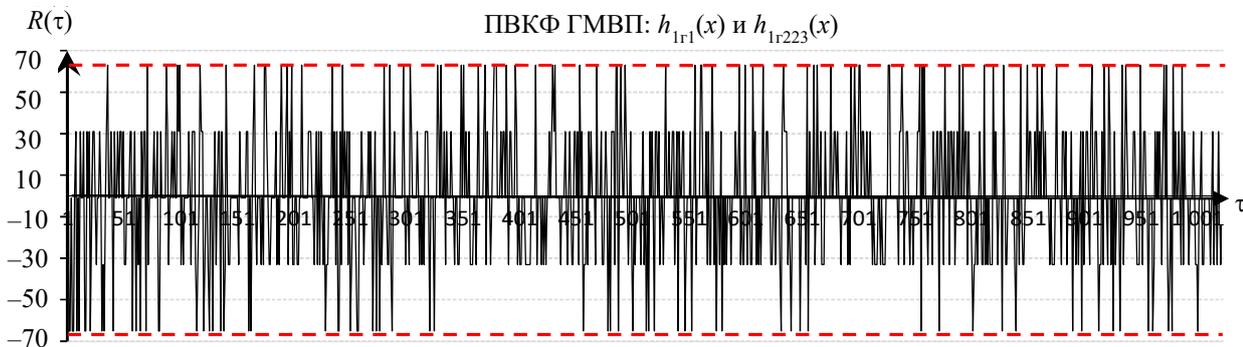


Рис. 1

В соответствии с табл. 3 при  $h_{2r1}(x) = h_5(x)h_9(x)$  условию (1) удовлетворяют четыре пары с проверочными полиномами  $h_{2r1}(x) = h_{2r43}(x)$ ,  $h_{2r1}(x) = h_{2r119}(x)$ ,  $h_{2r1}(x) = h_{2r223}(x)$ ,  $h_{2r1}(x) = h_{2r367}(x)$ . ПВКФ ПП ГМВП двух первых пар принимает пять значений, лежащих в интервале от  $-65$  до  $+63$ :

$$R(\tau) \in \{-65(50), -33(260), -1(407), 31(220), 63(86)\}.$$

ПВКФ ПП ГМВП двух вторых пар также принимает пять значений, лежащих в интервале от  $-65$  до  $+63$ , но с другим распределением числа значений:

$$R(\tau) \in \{-65(70), -33(200), -1(467), 31(200), 63(86)\}.$$

*Шаг 4.* Вычисление ПВКФ ГМВП третьего и четвертого типов с ЭЛС  $l_S = 40$ .

Данные ГМВП имеют проверочные полиномы  $h_{3r1}(x) = h_7(x)h_{19}(x)h_{25}(x)h_{69}(x)$  и  $h_{4r1}(x) = h_{11}(x)h_{13}(x)h_{21}(x)h_{73}(x)$ .

В результате вычисления ПВКФ пар ГМВП третьего типа получены две предпочтительные пары с полиномами  $h_{3r1}(x) - h_{3r17}(x)$  и  $h_{3r1}(x) - h_{3r181}(x)$ . ПВКФ данных ПП ГМВП (рис. 2) принимает пять значений, лежащих в интервале от  $-65$  до  $+63$ :

$$R(\tau) \in \{-65(70), -33(210), -1(437), 31(230), 63(76)\}.$$

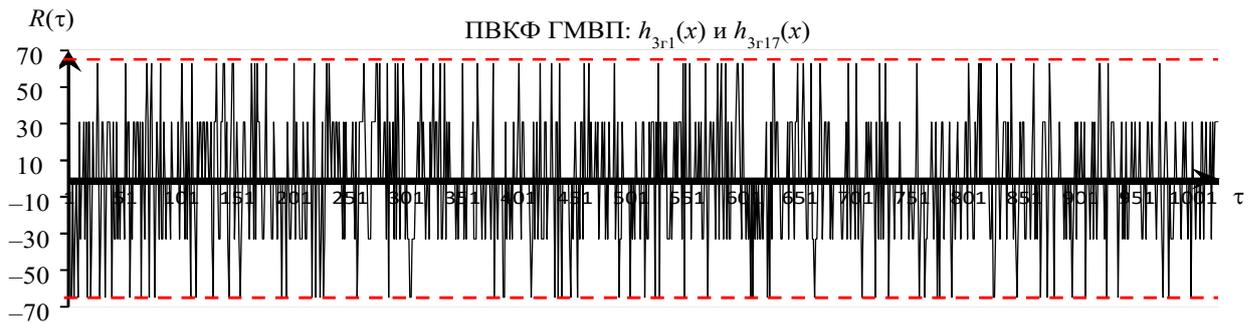


Рис. 2

В результате вычисления ПВКФ пар ГМВП четвертого типа также получены две предпочтительные пары с полиномами  $h_{4r1}(x) - h_{4r5}(x)$  и  $h_{4r1}(x) - h_{4r205}(x)$ . ПВКФ данных ПП ГМВП также принимает пять значений, лежащих в интервале от  $-65$  до  $+63$ :

$$R(\tau) \in \{-65(80), -33(200), -1(407), 31(280), 63(56)\}.$$

Отметим, что ПВКФ предпочтительных пар ГМВП четырех типов являются пятиуровневыми. Отличие заключается в распределении числа значений каждого уровня.

*Шаг 5.* Вычисление ПВКФ ГМВП пятого типа с ЭЛС  $l_S = 80$ .

В результате вычислений ПВКФ пар ГМВП пятого типа с полиномом  $h_{5r1}(x) = h_{15}(x)h_{23}(x)h_{27}(x)h_{29}(x)h_{77}(x)h_{85}(x)h_{89}(x)h_{147}(x)$  условию (1) соответствуют три пары с проверочными полиномами  $h_{5r1}(x) - h_{5r25}(x)$ ,  $h_{5r1}(x) - h_{5r41}(x)$  и  $h_{5r1}(x) - h_{5r511}(x)$ . Однако ПВКФ данных пар не являются пятиуровневыми. Две первые пары имеют 17 значений корреляционной функции в интервале от  $-65$  до  $+63$ , при этом значения от минимального до максимального изменяются через 8 единиц. Третья пара характеризуется 32 уровнями в интервале от  $-61$  до  $+63$ , которые изменяются через 4 единицы. Тем не менее данные пары ГМВП также могут быть отнесены к предпочтительным парам именно в силу удовлетворения условию (1).

Вид 32-уровневой ПВКФ предпочтительной пары ГМВП пятого типа с полиномами  $h_{5r1}(x) - h_{5r511}(x)$  приведен на рис. 3.

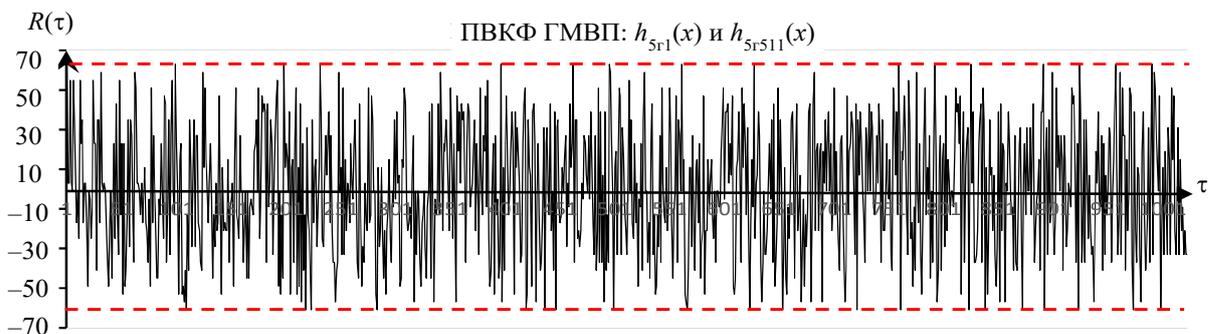


Рис. 3

Таким образом, определены проверочные полиномы для предпочтительных пар ГМВП всех пяти типов с периодом  $N = 1023$ . Для каждого из 60 примитивных полиномов в конечном поле  $GF(2^{10})$  может быть сформировано по две предпочтительные пары ГМВП первого, третьего и четвертого типов и по четыре ПП ГМВП второго типа, обладающие пятиуровневой ПВКФ, удовлетворяющей условию (1). Кроме того, для каждого примитивного полинома может быть сформировано три предпочтительные пары ГМВП пятого типа с многоуровневой ПВКФ, но также удовлетворяющей условию (1).

ПП ГМВП первого и второго типов имеют ЭЛС  $l_S = 20$ , ПП ГМВП третьего и четвертого типов — ЭЛС  $l_S = 40$ , ПП ГМВП пятого типа — ЭЛС  $l_S = 80$ , тогда как ПП МП имеют ЭЛС  $l_S = 10$ . Применение ПП ГМВП позволяет обеспечить выигрыш в структурной скрытности по сравнению с ПП МП. При этом интервал времени, необходимый средствам радиоэлектронного противодействия для вскрытия структуры сигнала и внесения имитационной помехи, увеличивается в 2, 4 или 8 раз.

Полученные результаты могут быть использованы при формировании СРС в СПЦИ, к которым предъявляются повышенные требования по конфиденциальности и помехозащитности. Также на основе ПП ГМВП возможно формирование производных множеств последовательностей с удовлетворительными корреляционными и структурными свойствами.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вишневецкий В. М., Ляхов А. И., Портной С. Л., Шахнович И. В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. 592 с.
2. Golomb S. W., Gong G. Signal Design for Good Correlation for Wireless Communication, Cryptography and Radar. Cambridge Univ. Press, 2005. 438 p.
3. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 488 с.
4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. М.: Вильямс, 2003. 1104 с.
5. CDMA: прошлое, настоящее, будущее / Под ред. Л. Е. Варакина и Ю. С. Шинакова. М.: МАС, 2003. 608 с.
6. Chung H. B., No J. S. Linear span of extended sequences and cascaded GMW sequences // IEEE Trans. on Information Theory. 1999. Vol. 45, N 6. P. 2060—2065.
7. Tang X. H., Pingzhi Z. F. A class of pseudonoise sequences over  $GF(p)$  with low correlation zone // IEEE Trans. on Information Theory. 2001. Vol. 47, N 4. P. 1644—1649.
8. Popović M. B. Optimum Sets of Interference-Free Sequences with Zero Autocorrelation Zones // IEEE Trans. on Information Theory. 2018. Vol. 64, N 4. P. 2876—2882.
9. Rizomiliotis P., Kalouptsidis N. Results on the nonlinear span of binary sequences // IEEE Trans. on Information Theory. 2005. Vol. IT-51. P. 1555—1563.
10. Стародубцев В. Г., Осадчая Я. В. Предпочтительные пары ГМВ-последовательностей для систем передачи цифровой информации // Изв. вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 7. С. 610—620.
11. Стародубцев В. Г. Формирование предпочтительных пар ГМВ-последовательностей с периодом  $N=511$  для систем передачи цифровой информации // Изв. вузов. Приборостроение. 2021. Т. 64, № 1. С. 32—39.
12. No J. S. Generalization of GMW sequences and No sequences // IEEE Trans. on Information Theory. 1996. Vol. 42, N 1. P. 260—262.
13. Стародубцев В. Г., Попов А. М. Последовательности Гордона — Миллса — Велча с периодом  $N=1023$  // Изв. вузов. Приборостроение. 2017. Т. 60, № 4. С. 318—330.
14. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки / Пер. с англ.; Под ред. Р. Л. Добрушина и С. И. Самойленко. М.: Мир, 1976. 594 с.

**Сведения об авторах**

- Виктор Геннадьевич Стародубцев** — канд. техн. наук, доцент; ВКА им. А. Ф. Можайского, кафедра технологий и средств автоматизации обработки и анализа информации космических средств; Университет ИТМО, E-mail: vgstarod@mail.ru
- Екатерина Юрьевна Подолina** — ВКА им. А. Ф. Можайского; слушатель; E-mail: vka@mil.ru
- Артем Хоренович Келоглян** — ВКА им. А. Ф. Можайского; слушатель; E-mail: vka@mil.ru

Поступила в редакцию 25.06.2021; одобрена после рецензирования 09.07.2021; принята к публикации 02.12.2021.

**REFERENCES**

1. Vishnevskij V.M., Lyahov A.I., Portnoj S.L., Shahnovich I.V. *Shirokopolosnye besprovodnye seti peredachi informacii* (Broadband Wireless Data Transmission Network), Moscow, 2005, 592 p. (in Russ.)
2. Golomb S.W., Gong G. *Signal Design for Good Correlation for Wireless Communication, Cryptography and Radar*, Cambridge University Press, 2005, 438 p.
3. Ipatov V.P. *Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications*, NY, John Wiley and Sons Ltd., 2005, 488 p.
4. Sklar B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, Prentice Hall, 2001, 1079 p.
5. Varakin L.E. and Shinakov Yu.S., ed., *CDMA: proshloe, nastoyashchee, budushchee* (CDMA: Past, Present, Future), Moscow, 2003, 608 p. (in Russ.)
6. Chung H.B., No J.S. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1999, no. 6(45), pp. 2060–2065.
7. Tang X.H., Pingzhi Z.F. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2001, no. 4(47), pp. 1644–1649.
8. Popović B. M. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2018, no. 4(64), pp. 2876–2882.
9. Rizomiliotis P., Kalouptsidis N. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2005, vol. IT-51, pp. 1555–1563.
10. Starodubtsev V.G., Osadchaya Ya.V. *Journal of Instrument Engineering*, 2019, no. 7(62), pp. 610–620. (in Russ.)
11. Starodubtsev V.G. *Journal of Instrument Engineering*, 2021, no. 1(64), pp. 32–39. (in Russ.)
12. No Jong-Seon. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1996, no. 1(42), pp. 260–262.
13. Starodubtsev V.G., Popov A.M. *Journal of Instrument Engineering*, 2017, no. 4(60), pp. 318–330. (in Russ.)
14. Peterson W.W., Weldon E.J. *Error-correcting Codes*, The MIT PRESS, Cambridge, Massachusetts and London, England, 1972, 588 p.

**Data on authors**

- Victor G. Starodubtsev** — PhD, Associate Professor; A. F. Mozhaisky Military Space Academy, Department of Technologies and Automation Means for processing and Analysis of Space Facilities Information; ITMO University, E-mail: vgstarod@mail.ru
- Ekaterina Yu. Podolina** — Student; A. F. Mozhaisky Military Space Academy; E-mail: vka@mil.ru
- Artem K. Keloglyan** — Student; A. F. Mozhaisky i Military Space Academy; E-mail: vka@mil.ru

Received 25.06.2021; approved after reviewing 09.07.2021; accepted for publication 02.12.2021.

---

---

# ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

## ELECTRONIC AND ELECTROMAGNETIC DEVICES

---

---

УДК 621.341.572  
DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-36-43

### ПРЕЦИЗИОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД НА БАЗЕ МНОГОФАЗНОГО СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Д. А. ВЕРТЕГЕЛ

*Университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия  
vertegdenis@gmail.com*

**Аннотация.** Рассматриваются системы прецизионного электропривода для робототехнических комплексов, к которым предъявляются жесткие требования по допустимому уровню пульсаций электромагнитного момента. Одновременно с этим необходимо обеспечивать широкий диапазон регулирования скорости. Эти требования не могут быть удовлетворены только за счет совершенствования алгоритмов управления, так как ограничивающими факторами являются диапазон регулирования выходного напряжения, а также импульсный характер работы инвертора напряжения. Снижение уровня пульсаций выходного тока и напряжения может быть достигнуто путем применения многоуровневых топологий инверторов, совмещающих свойства широтно-импульсной и амплитудно-импульсной модуляции, что обусловлено увеличением числа уровней выходного напряжения. В качестве альтернативы многоуровневым топологиям предлагается рассмотреть многофазные топологии инверторов, которые свободны от ряда недостатков традиционных многоуровневых топологий и позволяют при этом увеличить число уровней выходного напряжения.

**Ключевые слова:** *многофазный электропривод, многоуровневые инверторы напряжения, пространственно-векторная модуляция, пульсации электромагнитного момента, коэффициент вариации, прецизионный электропривод*

**Ссылка для цитирования:** *Вертегел Д. А. Прецизионный электропривод на базе многофазного синхронного двигателя // Изв. вузов. Приборостроение. 2022. Т. 65, № 1. С. 36—43. DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-36-43.*

### PRECISION ELECTRIC DRIVE BASED ON A MULTI-PHASE SYNCHRONOUS MOTOR

D. A. Vertegel

*ITMO University, St. Petersburg, Russia  
vertegdenis@gmail.com*

**Abstract.** Precision electric drive systems for robotic complexes are considered. Such systems are subject to increasingly stringent requirements for the permissible level of electromagnetic torque pulsations. At the same time, it is necessary to provide a wide range of speed control. These requirements cannot be satisfied only by improving the control algorithms, since the limiting factors are the range of output voltage regulation, as well as the pulsed nature of the voltage inverter operation. Reducing the level of output current and voltage ripples can be achieved by using multi-level inverter topologies that combine the properties of pulse-width and pulse-amplitude modulation, which is due to an increase in the number of output voltage levels. As an alternative to multi-level topologies, it is proposed to consider multi-phase inverter topologies, which are free from a number of disadvantages of traditional multi-level topologies and at the same time allow increasing the number of output voltage levels.

**Keywords:** *multiphase electric drive, multilevel voltage invertors, space-vector modulation, torque pulsations, coefficient of variation, precision electric drive*

**For citation:** Vertegel D. A. Precision electric drive based on a multi-phase synchronous motor. *Journal of Instrument Engineering*. 2021. Vol. 65, N 1. P. 36—43 (in Russian). DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-36-43.

**Введение.** В последние десятилетия наблюдается интерес к использованию в приводах переменного тока двигателей с числом фаз больше трех. Это связано в первую очередь с тем, что такие двигатели обладают меньшей мощностью, приходящейся на одну фазу, и более высокой надежностью, связанной с возможностью сохранения работоспособности в аварийных режимах обрыва или замыкания фаз. Благодаря этим свойствам многофазные двигатели находят применение в электромобилях, электротранспорте, приводах движения судов и др. Кроме того, эти двигатели привлекают внимание тем, что в регулируемых приводах при их использовании снижается нагрузка на ключи инверторов, применяемых в качестве источников питания. Однако при увеличении числа фаз возникают явления, отсутствующие в трехфазных двигателях, что существенно усложняет подход к проектированию многофазного электропривода. Структурная схема пятифазного инвертора напряжения представлена на рис. 1 [1—6].

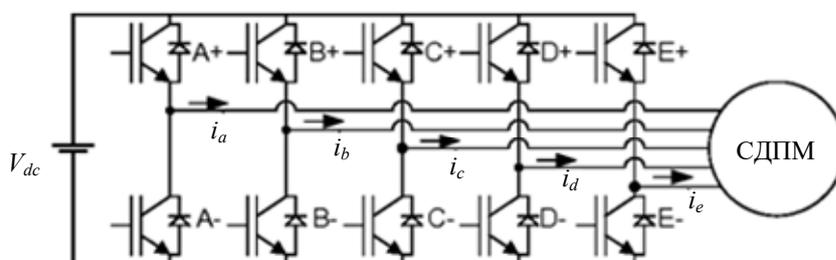


Рис. 1

Описание электромагнитных и электромеханических процессов в многофазных машинах и приводах основано на двух возможных представлениях многофазных систем: в многомерном пространстве и в пространстве симметричных составляющих. В первом случае все величины отображаются векторами в ортогональном базисе, имеющем размерность, равную числу фаз двигателя. Такое представление чрезвычайно сложно и практически не используется в задачах привода [1, 7, 8].

Второе представление основано на методе симметричных составляющих, при котором полигармонические токи, напряжения, ЭДС и потокосцепления методом Фортескью раскладывают на отдельные гармоники, изображаемые векторами на множестве плоскостей комплексных чисел. Такая концепция позволяет не только детально анализировать процессы в многофазных приводах, но и оптимизировать их работу, так как большинство современных систем управления строится на основе векторного описания электрических машин и алгоритмов работы инверторов [1, 9—11].

В работе [2] были подробно рассмотрены алгоритмы пространственно-векторной модуляции (ПВМ) для пятифазного инвертора напряжения, а также подходы к разработке прецизионного электропривода на базе многоуровневого трехфазного инвертора.

Для обоснования целесообразности разработки прецизионного электропривода на базе многофазной машины был произведен сравнительный анализ уровня пульсаций и диапазона регулирования скорости электрической машины в случае применения трехуровневого трехфазного инвертора и пятифазного инвертора.

**Алгоритмы ПВМ для многоуровневого и многофазного инверторов напряжения.** В основу алгоритма ПВМ заложено представление вектора задания (ВЗ) выходного напряжения инвертора  $U^* = U^* e^{j\theta^*}$  средней суммой некоторого числа базовых векторов (БВ), формируемых в течение периода модуляции. При этом ВЗ, вращаясь внутри ограниченной базовыми

векторами области, которая представляет собой многоугольник с числом вершин, равным удвоенному числу фаз инвертора, формирует средние за период модуляции фазные напряжения, равные проекциям ВЗ на соответствующие фазные оси [2, 12].

На рис. 2, а показана плоскость БВ для трехуровневого инвертора, которую можно разбить на шесть секторов, ограниченных фазными осями. При этом каждый сектор делится на треугольные сегменты  $A$  и  $V$  (рис. 2, б), ограниченные вершинами БВ. Числа в вершинах БВ обозначают соответствующие состояния каждой фазной стойки инвертора. Анализ схемы, приведенной на рис. 2, а, показывает, что трехуровневый трехфазный инвертор позволяет сформировать 18 активных и два нулевых базовых вектора [12].

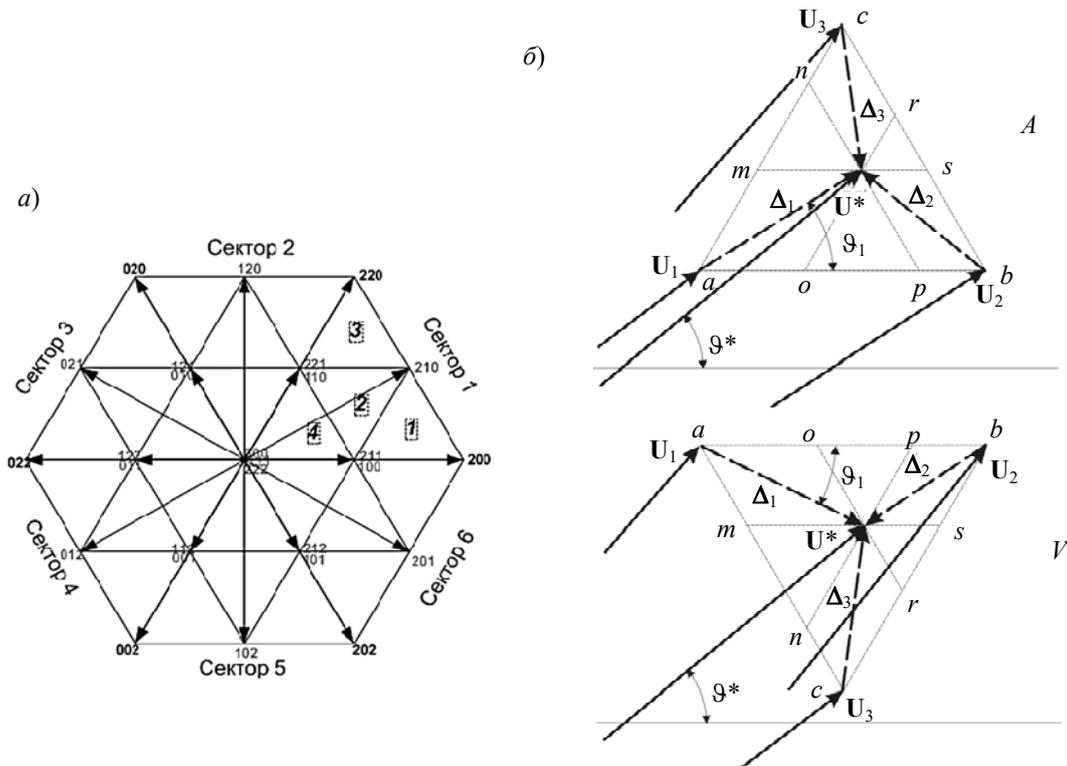


Рис. 2

На рис. 3, а представлены плоскости БВ пятифазного инвертора напряжения. Как было отмечено в [2], при полной симметрии электрической машины и синусоидальном распределении противоЭДС моментобразующей плоскостью является только  $d_1q_1$ , в связи с чем токи в плоскости  $d_2q_2$  создают лишь потоки рассеяния обмотки статора. Таким образом, алгоритм ПВМ для многофазного прецизионного электропривода должен обеспечивать компенсацию вектора тока в плоскости  $d_2q_2$  и минимизацию пульсаций заданного вектора тока в плоскости  $d_1q_1$ .

Как следует из анализа плоскости БВ (см. рис. 3, а), пятифазный инвертор позволяет сформировать 30 активных и два нулевых базовых вектора, при этом, на первый взгляд, плоскость БВ соответствует четырехуровневому инвертору. Однако, как показано в [2], применение векторов  $S_1$  и  $S_2$  (рис. 3, б) нецелесообразно, так как не обеспечивает существенного улучшения гармонического состава тока в плоскости  $d_1q_1$ , особенно при введении „мертвого времени“. Одновременно с этим использование векторов  $S_1$  и  $S_2$  приводит к существенному снижению качества подавления вектора тока в плоскости  $d_2q_2$ .

В [2] предложен алгоритм ПВМ для пятифазного инвертора, во всем диапазоне регулирования которого используются пять векторов:  $O$ ,  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $L_1$ ,  $L_2$  (см. рис. 3, б), за счет чего формируются три уровня напряжения.

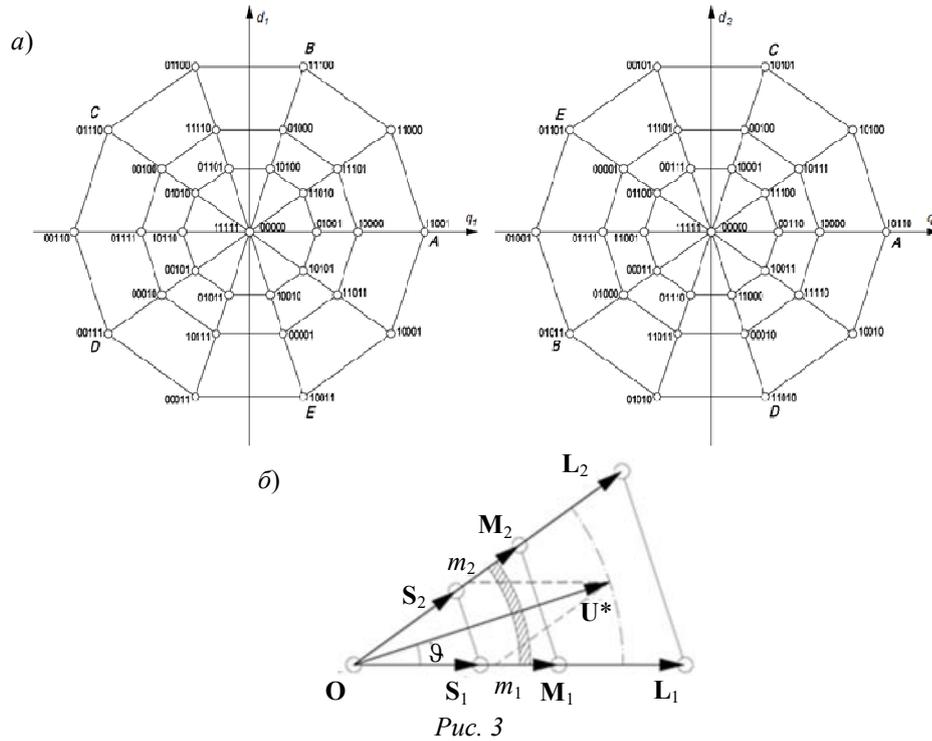


Рис. 3

Так как разные топологии инверторов при одинаковом напряжении звена постоянного тока обеспечивают разное значение выходного напряжения, целесообразно перейти к относительным единицам. В связи с этим введем понятие коэффициента модуляции амплитуды  $M_a$ , равного отношению модуля ВЗ к его максимальной величине, которая соответствует радиусу окружности, вписанной во внешний многоугольник плоскости БВ. Тогда линейное регулирование напряжения исследуемого инвертора будет осуществляться в области  $0 \leq M_a \leq 1$ . Отметим, что данное определение  $M_a$  является корректным для инверторов напряжения с любым числом уровней и любым числом фаз.

**Модель многофазной машины.** Электромагнитные процессы в электроприводе переменного тока целесообразно рассматривать в векторной форме. Из теории электрических машин известно, что уравнение статора электрической машины можно представить в виде

$$U_1 = R_1 I_1 \frac{d\Psi_1}{dt},$$

где  $U_1$  — вектор напряжения статора,  $R_1$  — сопротивление обмотки статора,  $I_1$  — вектор тока статора,  $\Psi_1$  — вектор потокосцепления статора [13].

В свою очередь, потокосцепление статора можно описать дифференциальным уравнением

$$\Psi_1 = L_{\sigma 1} I_1 + \Psi_m = L_1 I_1 + \Psi_{12},$$

где  $L_{\sigma 1}$  — индуктивность рассеяния обмотки статора,  $\Psi_m$  — вектор потокосцепления основного магнитного потока,  $L_1$  — полная индуктивность обмотки статора,  $\Psi_{12}$  — вектор потокосцепления потока ротора с обмоткой статора [13].

Известно, что электромагнитный момент электрической машины можно представить векторным произведением тока статора  $I_1$  и потокосцепления основного магнитного потока  $\Psi_m$ . Таким образом, для электромагнитного момента симметричной электрической машины с синусоидальным распределением противоЭДС получим следующее выражение:

$$M^{d_1 q_1} = \frac{mz p}{2} \left| \Psi_m^{d_1 q_1} \times I_1^{d_1 q_1} \right| = \frac{mz p}{2} \left| \Psi_m^{d_1 q_1} \right| \cdot \left| I_1^{d_1 q_1} \right| \cdot \sin \varphi,$$

где  $z_p$  — число пар полюсов магнитного поля двигателя,  $m$  — число фаз,  $\varphi$  — угол между вектором тока статора и осью магнитных полюсов основного магнитного потока [13].

Отметим, что данное уравнение для расчета электромагнитного момента является корректным для синхронного двигателя (СД) с любым нечетным числом фаз при выполнении условий симметрии электрической машины и синусоидальности противоЭДС.

**Результаты моделирования.** Исследование проводилось с использованием пакета математического моделирования MatLab/Simulink. Частота коммутации  $f = 5$  кГц, закон управления —  $U/f = \text{const}$ . В качестве нагрузки была использована модель трехфазного синхронного двигателя „Рухсервомотор RM24 81-25HS1“ со следующими параметрами:

- сопротивление фазной обмотки 7 Ом;
- индуктивность фазной обмотки 23 мГн;
- постоянная противоЭДС 3,1 В/(рад/с);
- число пар полюсов 10.

Необходимо отметить, что так как электромагнитный момент электрической машины пропорционален числу фаз, то для корректного сравнения результатов моделирования следует принять некоторые допущения при адаптации трехфазной модели СД к пятифазной. В связи с этим в рамках данной статьи для пятифазной модели СД принимается следующее:

- значения постоянной противоЭДС, сопротивления, а также индуктивности фазных обмоток являются такими же, как и в модели трехфазного СД;
- электромагнитный момент, реализуемый пятифазным СД, в  $5/3$  больше, чем у трехфазного;
- при изменении коэффициента  $M_a$  действующее значение фазного напряжения изменяется в том же диапазоне, что и в модели трехфазного электропривода.

Оценку уровня пульсаций электромагнитного момента и тока статора предлагается производить с помощью коэффициента вариации

$$K_v = \frac{\sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} (|y(t) - \overline{|y|}|)^2 dt}}{\overline{|y|}},$$

где  $\overline{|y|} = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} |y(t)| dt$  — среднее значение величины  $y(t)$ , для которой вычисляется  $K_v$ , за

период основной гармоники  $T_1$  в установившемся режиме работы.

На рис. 4, 5 представлены результаты моделирования для рассмотренных топологий инверторов напряжения, где 3L — трехуровневый трехфазный инвертор, 5ph — пятифазный инвертор: рис. 4, а, б — коэффициент вариации электромагнитного момента и тока статора соответственно (сплошные кривые получены без учета „мертвого времени“, пунктирные — при введении „мертвого времени“  $dt = 2$  мкс); рис. 5 — регулировочные характеристики при малых значениях  $M_a$  и „мертвом времени“  $dt = 2$  мкс ( $U$  — амплитуда выходного напряжения инвертора относительно его максимального значения при  $M_a = 1$ ).

Как следует из полученных результатов, в рассмотренном диапазоне регулирования  $M_a$  электропривод на базе трехфазного трехуровневого инвертора обеспечивает меньший уровень пульсаций электромагнитного момента. Более того, при введении „мертвого времени“ коэффициент  $K_v$  момента пятифазного электропривода начинает резко увеличиваться при  $M_a < 0,2$ , тогда как кривая  $K_v$  момента трехфазного трехуровневого инвертора все еще имеет практически линейный характер. Это можно объяснить тем, что за один период модуляции пятифазный инвертор должен сформировать последовательность из пяти БВ, а трехфазный инвертор — только из трех БВ. Следовательно, длительность формирования отдельных БВ

в многофазном инверторе меньше, чем в трехфазном, что усиливает негативное влияние „мертвого времени“ при уменьшении значения  $M_a$ .

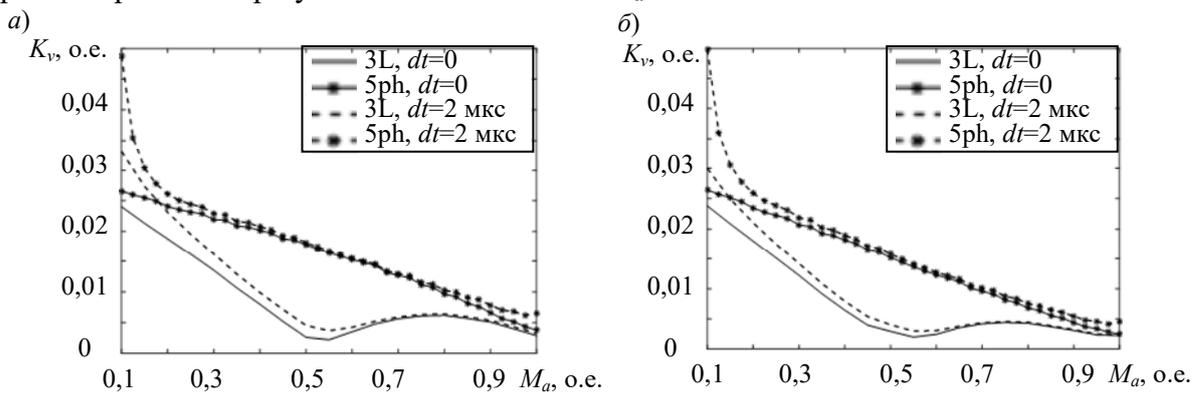


Рис. 4

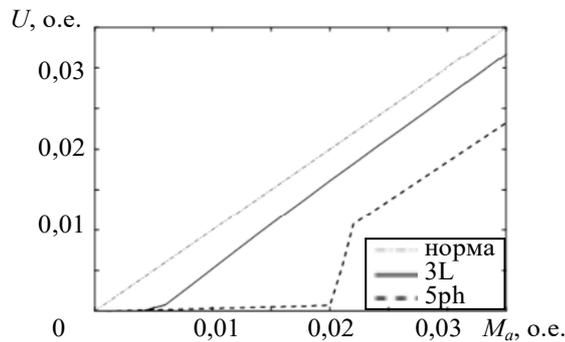


Рис. 5

Отметим, что перегиб кривой  $K_v$  момента электропривода на базе трехфазного трехуровневого инвертора при  $M_a = 0,5$  обусловлен переходом его работы в двухуровневый режим, в связи с чем дальнейшее уменьшение  $M_a$  приводит к монотонному увеличению пульсаций момента. В случае пятифазного инвертора подобное явление не возникает, так как в алгоритме его ПВМ во всем диапазоне регулирования  $M_a$  используется одинаковый набор БВ в пределах сектора.

Представленные на рис. 5 результаты моделирования наглядно показывают, что при схожем режиме работы пятифазный инвертор не позволяет получить диапазон регулирования шире, чем трехуровневый трехфазный инвертор. При этом зона нелинейности регулировочной характеристики пятифазного инвертора почти в четыре раза шире, что также объясняется увеличенным числом коммутаций за период модуляции и, как следствие, более существенным влиянием „мертвого времени“ в случае использования многофазной топологии инвертора.

Исходя из результатов моделирования можно сделать вывод, что между пульсациями тока и момента наблюдается сильная корреляция (рис. 6) — более 79 % во всем диапазоне изменения  $M_a$ . В связи с этим анализ уровня пульсаций электромагнитного момента может быть выполнен на основе пульсаций тока статора, который гораздо легче измерить в реальной системе электропривода.

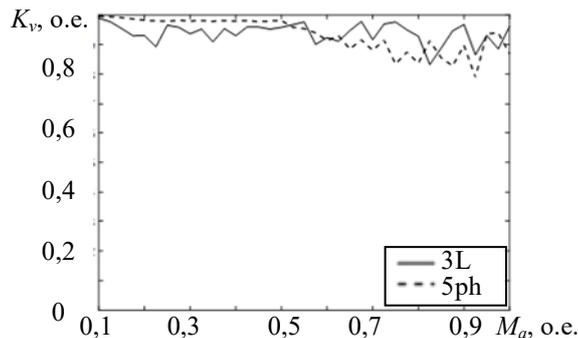


Рис. 6

**Заключение.** Применение пятифазной топологии инвертора не позволяет снизить уровень пульсаций момента относительно топологии трехфазного трехуровневого инвертора. Более того, в пятифазном электроприводе существенным образом снижается диапазон регулирования при введении „мертвого времени“.

Таким образом, применение многофазных преобразователей для систем прецизионного электропривода является малоэффективным решением.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Tomasov V. S., Usoltsev A., Vertegel D., Szczepankowski P., Strzelecki R.* Asymmetric modes in multiphase electric drives // 11th Intern. Conf. on Electrical Power Drive Systems, ICEPDS 2020. 2020.
2. *Вертегел Д. А., Усольцев А. А., Томасов В. С.* Прецизионный электропривод на базе многофазного инвертора с пространственно-векторной модуляцией // Изв. вузов. Приборостроение. 2020. Т. 63, № 7. С. 600—610.
3. *Lega A., Mengoni M., Serra G., Tani A., Zarri L.* General theory of space vector modulation for five-phase inverters // IEEE Intern. Symp. on Industrial Electronics. 2008. P. 237—244.
4. *Iqbal A., Levi E.* Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter // European Conf. on Power Electronics and Applications, Dresden, Germany, 2005. P. 12.
5. *Parsa L.* On advantages of multi-phase machines // IECON Proc. 2005. P. 1574—1579.
6. *Levi E.* Multiphase electric machines for variable-speed applications // IEEE Trans. on Industrial Electronics. 2008. Vol. 55, N 5. P. 1893—1909.
7. *Duran M. J., Levi E.* Multi-dimensional approach to multi-phase space vector modulation // Proc. IEEE Annual Conf. of the Industrial Electronics Society, IECON, Paris, France, 2006. P. 2103—2108.
8. *Duran M. J., Barrero F., Toral S., Levi E.* Multi-dimensional space vector pulse width modulation scheme for five-phase series-connected two-motor drives // Proc. IEEE Intern. Electric Machines and Drives Conf., IEMDC, Antalya, Turkey, 2006.
9. *Barton T. H., Dunfield C. J.* Poly-phase to two axis transformation for real windngs // IEEE Trans. on Power App. Syst., PAS87(5). 1968. P. 1342—1346.
10. *Paap G. C.* Symmetrical Components in the Time Domain and Their Application to Power Network Calculations // IEEE Trans. on Power Syst. 2000. Vol. 15, N 2. P. 522—528,
11. *Ryu H. M., Kim J. H., Sul S. K.* Analysis of multi-phase space vector pulse width modulation based on multiple d-q spaces concept // IEEE Trans. on Power Electronics. 2005. Vol. 20, N 6, P.1364—1371.
12. *Tomasov V. S., Usoltsev A., Vertegel D., Szczepankowski P., Strzelecki R., Poliakov N.* Optimized Space-Vector Modulation Schemes for Five-Phase Precision Low-Speed Drives with Minimizing the Stator Current Ripple // 14th Intern. Conf. on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering. 2020. P. 279—284.
13. *Усольцев А. А.* Современный асинхронный электропривод оптико-механических комплексов: Учеб. пособие. СПб: СПбГУ ИТМО, 2011.

#### Сведения об авторе

**Денис Александрович Вертегел** — аспирант; Университет ИТМО; факультет систем управления и робототехники; E-mail: vertegeldenis@gmail.com

Поступила в редакцию 01.10.2021; одобрена после рецензирования 22.10.2021; принята к публикации 02.12.2021.

#### REFERENCES

1. *Tomasov V.S., Usoltsev A., Vertegel D., Szczepankowski P., Strzelecki R.* 11th International Conference on Electrical Power Drive Systems, ICEPDS 2020, 2020.
2. *Vertegel D.A., Usoltsev A.A., Tomasov V.S.* Journal of Instrument Engineering, 2020, no. 7(63), pp. 600–610. (in Russ.)
3. *Lega A., Mengoni M., Serra G., Tani A. and Zarri L.* IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008, pp. 237–244.
4. *Iqbal A., Levi E.* 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, 2005, pp. 12.
5. *Parsa L.* IECON Proceedings, 2005, pp. 1574–1579.

6. Levi E. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2008, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909.
7. Duran M.J., Levi E. *Proc. IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society IECON*, Paris, France, 2006, pp. 2103–2108.
8. Duran M.J., Barrero F., Toral S., Levi E. *Proceedings IEEE Int. Electric Machines and Drives Conference IEMDC*, Antalya, Turkey, 2006.
9. Barton T. H., Dunfield C. J. *IEEE Transactions on Power Power App. Sys.*, PAS87(5), 1968, pp. 1342–1346.
10. Paap G.C. *IEEE Trans. on Power Sys.*, 2000, no. 2(15), pp. 522–528.
11. Ryu H.M., Kim J.H., Sul S.K. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, no. 6(20), pp. 1364–1371.
12. Tomasov V.S., Usoltsev A., Vertegel D., Szczepankowski P., Strzelecki R., Poliakov N. *14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering 2020*, 2020, pp. 279–284.
13. Usoltsev A.A. *Sovremennyy asinkhronnyy elektroprivod optiko-mekhanicheskikh kompleksov* (Modern Asynchronous Electric Drive of Optical-Mechanical Complexes), St. Petersburg, 2011. (in Russ.)

**Data on author**

**Denis A. Vertegel** — PhD Student; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics;  
E-mail: vertegeldenis@gmail.com

Received 01.10.2021; approved after reviewing 22.10.2021; accepted for publication 02.12.2021.

**ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ И БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ОПТИЧЕСКОГО ДАЛЬНОМЕРА  
ЗА СЧЕТ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА**

А. Б. АТНАШЕВ\*, В. Г. ЦЫБРИН

*Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия,  
\*atn2@mail.ru*

**Аннотация.** Рассматриваются оптические дальномеры на основе лазеров, в которых измерения осуществляются не по времени получения отраженного от объекта импульса, а путем свертки отраженного и опорного сигналов. По положению результирующего сигнала на временной оси определяются время прихода отраженных колебаний и дальность объекта. За счет оптимальной обработки получаемого сигнала повышается точность и быстродействие дальномера.

**Ключевые слова:** *дальномер, зондирующий сигнал, мультивибратор, быстродействие*

**Ссылка для цитирования:** *Атнашев А. Б., Цыбрин В. Г. Повышение точности и быстродействия оптического дальномера за счет корреляционной обработки сигнала // Изв. вузов. Приборостроение. 2022. Т. 65, № 1. С. 44—48. DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-44-48*

**INCREASING THE ACCURACY AND SPEED OF THE OPTICAL RANGEFINDER  
DUE TO CORRELATION SIGNAL PROCESSING**

A. B. Atnashev\*, V. G. Tsybrin

*A. F. Mozhaisky Military Space Academy, St. Petersburg, Russia  
atn2@mail.ru*

**Abstract.** Optical laser-based rangefinders are considered, in which measurements are carried out not by the time of arrival of the pulse reflected from the object, but by convolution of the reflected and reference signals. The position of the resulting signal on the time axis determines the time of arrival of the reflected oscillations and the object distance. Due to the optimal processing of the received signal, the accuracy and the rangefinder performance increase.

**Keywords:** *rangefinder, sounding signal, multivibrator, performance*

**For citation:** *Atnashev A. B., Tsybrin V. G. Increasing the accuracy and speed of the optical rangefinder due to correlation signal processing. Journal of Instrument Engineering. 2021. Vol. 65, N 1. P. 44—48 (in Russian). DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-44-48.*

Лазерная дальнометрия является одной из первых областей практического применения лазеров в зарубежной военной технике. Первые опыты относятся к 1961 г. В настоящее время лазерные дальномеры используются в наземной технике (в артиллерии, танковых войсках), в авиации (высотомеры, целеуказатели) и на флоте.

Цель настоящей статьи — исследование процесса корреляционной обработки сигнала, полученного путем преобразования оптических колебаний, отраженных от объекта при лазерном измерении дальности.

Как правило, задача определения расстояния между измерителем и объектом сводится к измерению соответствующего интервала времени между зондирующим сигналом и сигналом, отраженным от цели. Существуют три метода измерения дальности в зависимости от того, какой характер модуляции лазерного излучения используется — импульсный, фазовый или фазоимпульсный.

Первый из указанных методов, используемый наиболее часто, основан на измерении интервала времени, необходимого для прохождения импульса излучения до объекта и обратно и оцениваемого по количеству калиброванных импульсов. Погрешность в данном случае определяется по точности измерения данного временного интервала.

Методы измерения дальности с использованием как первого, так и других вариантов исследования, например фазового, многократно апробированы и достигнуты определенные значения, для преодоления которых требуются иные, отличные от известных, подходы. Вместе с тем повышение точности измерения дальности и улучшение быстродействия остается актуальной задачей.

Схема, используемая при построении импульсных оптических дальномеров, основана на измерении интервала времени, соответствующего минимальной измеряемой дистанции, значительно превышающей длительность сигнала на выходе приемно-усилительного тракта. В этой схеме как излучаемый сигнал, так и принимаемый импульс обрабатываются в одном приемном канале. При этом часть энергии в момент излучения отводится посредством светопровода на фотоприемник приемно-усилительного тракта.

Известны несколько методов фиксации временного положения сигнала — по фронту, фронту и спаду импульса, по максимуму импульса, а также фиксация со сдвигом импульса.

Наиболее распространенным является метод фиксации по фронту импульса, в котором в качестве решающего устройства применяются пороговые схемы типа триггера Шмидта, ждущего мультивибратора и др. Однако метод фиксации по фронту импульса дает большую принципиальную погрешность, обусловленную смещением отсчетной точки под действием флуктуационных шумов. При этом также может возникать динамическая погрешность, вызванная смещением точки отсчета вследствие изменения интенсивности принимаемого сигнала. Динамическую ошибку позволяет исключить фиксация импульса по фронту и спаду, однако принципиальная погрешность в этом случае будет больше, чем при фиксации по фронту даже с учетом корреляции процессов на спаде и фронте. В большинстве подобных измерений [1] используется следующее выражение для определения погрешности временного интервала:

$$\Delta T = \pm T_{\text{сл}}/n, \quad (1)$$

где  $T_{\text{сл}}$  — период следования импульсов в последовательности,  $n$  — количество импульсов.

При использовании полупроводниковых лазеров, имеющих меньшую мощность по сравнению с твердотельными, применяется принцип накопления сигнала при приеме отраженных колебаний. В случае статистического некогерентного накопления эквивалентная энергия сигнала увеличивается в  $\sqrt{N}$  раз, где  $N$  — число зондирований в серии [2]. Также увеличивается время измерения.

Очевидной задачей является повышение точности измерения дистанции до объекта и сокращение времени измерения.

Особенность используемого оптического сигнала — это высокая частота излучения. По этой причине невозможно непосредственное преобразование принятого сигнала в электрический, с помощью которого можно было бы осуществить обработку полученной последовательности различными способами.

Получаемый с фотоприемника сигнал представляет собой синусоидальные колебания, модулированные по амплитуде. При этом преобразование сигнала эквивалентно выпрямлению

на диодном устройстве. Напряжение, снимаемое с фотоприемника, не содержит высокочастотную составляющую и представляет группу, чаще всего, прямоугольных импульсов одной полярности.

Для передаваемого импульса задача фиксации решается достаточно легко, поскольку сигнал характеризуется амплитудой и временной стабильностью. Решить же аналогичную задачу для импульса, принимаемого от цели, значительно сложнее. В зависимости от дальности, состояния локационной трассы и типа цели амплитуда сигнала может изменяться на 4—6 порядков. При этом существенно изменяется форма сигнала из-за его ограничения в приемном тракте. Кроме того, сигнал может искажаться шумами и помехами аддитивного и мультипликативного характера.

Наиболее распространен метод временной привязки сигнала путем фиксации его по уровню, когда момент фиксации определяется моментом пересечения сигналом порога срабатывания формирователя. Очевидно, что положение сигнала нестабильно, так как зависит от амплитуды импульса. Максимальный разброс момента фиксации равен длительности фронта импульса. Способы устранения нестабильности сложны и используются редко.

При известных параметрах сигнала [2] задержка фиксации пересечения нуля относительно точки максимума сигнала в линейной зоне равна 5 нс (0,7 м), а при максимальной перегрузке — 35 нс (3,3 м). Таким образом, нестабильность фиксации эквивалентна ошибке 2,6 м, что лишает этот метод преимуществ относительно метода фиксации по уровню сигнала.

Важно, что накопление сигнала дает не только энергетический выигрыш, но и повышает точность измерений. Поэтому желательно устанавливать длительность зондирующего импульса в несколько раз (5—10) превышающую длительность дискретизации измерителя временных интервалов, при этом точность остается прежней, а энергетический потенциал прибора возрастает. Следует отметить, что это достигается за счет увеличения длительности зондирующего импульса, т.е. увеличивается время измерения.

Наряду со спектральным подходом к описанию сигналов на практике оказывается необходимой частотная характеристика, которая позволяет дать представление о некоторых свойствах сигнала, в частности о скорости изменения во времени без разложения его на гармонические составляющие.

В качестве такой временной характеристики используется автокорреляционная функция сигнала. Для детерминированного сигнала  $s(t)$  конечной длительности автокорреляционная функция определяется следующим выражением:

$$\varphi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s(t - \tau) dt, \quad (2)$$

где  $\tau$  — временной сдвиг сигнала.

Функция достигает максимума при  $\tau = 0$ , так как любой сигнал полностью коррелирован с самим собой. При этом

$$\varphi(0) = \int_{-\infty}^{\infty} s^2 dt = E,$$

т.е. максимальное значение автокорреляционной функции равно энергии сигнала  $E$ .

Для оценки степени связи между двумя различными сигналами  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  используется взаимная корреляционная функция (ВКФ), которая определяется выражением, аналогичным предыдущему:

$$\varphi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) s_2(t - \tau) dt = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t + \tau) s_2(t) dt. \quad (3)$$

При этом относительно точности дальномера возникает иная ситуация, если отраженный от объекта сигнал обрабатывается путем вычисления в соответствии с выражением (3) корреляционной функции принятых колебаний. Непосредственного суммирования импульсов при такой обработке не происходит. Сигнал, эквивалентный суммарному, формируется в результате компьютерной реализации алгоритма (3). В данном случае взаимная корреляционная функция, как показано в [3], представляет собой нормированную функцию вида

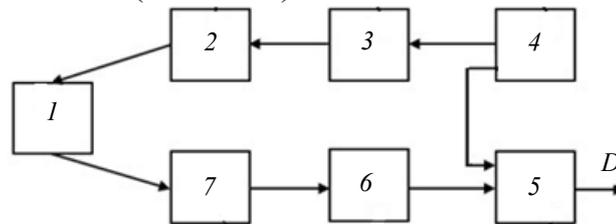
$$|\Psi_0(t, 0)| \approx |\sin \pi f t / \pi f| \quad (4)$$

с центральным максимумом шириной  $\Delta t = 2 / \Delta f$  (по нулевому уровню), который определяется только девиацией частоты. Функция (4) пересекает уровень 0,5 в точках  $t_{1,2} = \pm 0,6 / \Delta f$ , которые определяют ширину области высокой корреляции и тем самым разрешающую способность по времени

$$\Delta t = 1,2 / \Delta f . \quad (5)$$

Как показывают расчеты, при полосе пропускания  $\Delta f = 100$  МГц ошибка по времени согласно (5) составляет  $\Delta t = 1,2 \cdot 10^{-9}$  с, что соответствует погрешности измерения дальности до 0,36 м.

Упрощенная функциональная схема устройства приведена на рисунке, где 1 — исследуемый отражающий объект, 2 — излучатель, 3 — формирователь излучаемого сигнала, 4 — компьютер, 5 — вычислитель корреляционной функции, 6 — приемно-усилительный тракт, 7 — фотоприемник; символом  $D$  (дальность) обозначен выходной сигнал дальномера.



В качестве излучателя 2, как правило, используются лазеры (твердотельные, полупроводниковые); фотоприемник 7 выбирают с высоким быстродействием, для его изготовления могут быть использованы материалы, содержащие соединения ртути, например HgCdTe.

Работа устройства аналогична работе дальномера, основанного на измерении временного интервала [1]. Существенно отличается обработка принятого сигнала. К отражающему объекту 1 посредством излучателя 2 посылается кодирующий сигнал, получаемый с помощью формирователя 3 в виде последовательности неэквилидистантных импульсов. Принятый фотоприемником 7 отраженный от объекта 1 сигнал, проходя тракт 6, преобразуется, усиливается и подается на вход вычислителя 5 корреляционной функции. На другой вход вычислителя 5 подается опорный радиосигнал, запоминаемый компьютером 4 при излучении зондирующего сигнала. С использованием компьютера вычисляется ВКФ указанных сигналов. По превышению амплитуды импульса над уровнем шума, полученного при вычислении ВКФ, судят о наличии объекта, а по положению импульса на временной оси графика ВКФ определяют расстояние до объекта.

Как следует из приведенного примера, точность дальномера может достигать величины, сравнимой с долей 0,5 м. При этом для повышения точности не нужно увеличивать длительность сигнала, т.е. изменять время измерения.

При больших радиальных скоростях движения объекта может потребоваться компенсация доплеровского смещения частоты получаемого сигнала, что реализуется по методу, рассмотренному в [4].

Таким образом, при использовании оптического дальномера на основе лазеров повышение его точности и быстродействия достигается за счет оптимальной обработки принятых импульсов.

Преобразование оптического сигнала в электрический с последующей оптимальной обработкой указанного сигнала позволяет существенно улучшить характеристики дальномера.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лебедько Е. Г. Системы оптической локации. Ч. 3: Учеб. пособие для вузов. СПб: НИУ ИТМО, 2013. С. 25—29.
2. Вильнер В., Ларюшкин А., Рудь Е. Методы повышения точности импульсных лазерных дальнометров // Электроника: наука, технология, бизнес. 2008. № 3. С. 118—123.
3. Лезин Ю. С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. М.: Радио и связь, 1986. 280 с.
4. Атнашев А. Б., Цыбрин В. Г. Мультипликативная обработка частотного спектра излучения подвижного объекта // Изв. вузов. Приборостроение. 2021. Т. 64, № 3. С. 208—212.

**Сведения об авторах**

- Анатолий Борисович Атнашев** — канд. техн. наук; ВКА им. А. Ф. Можайского; ст. научный сотрудник; E-mail: atn2@mail.ru
- Владимир Григорьевич Цыбрин** — канд. техн. наук; ВКА им. А. Ф. Можайского; преподаватель; E-mail: vladgrigor@mail.ru

Поступила в редакцию 04.06.2021; одобрена после рецензирования 14.09.2021; принята к публикации 02.12.2021.

## REFERENCES

1. Lebedko E.G. *Sistemy opticheskoy lokatsii, chast' 3* (Optical Locating Systems, Part 3), St. Petersburg, 2013, pp. 25–29. (in Russ.)
2. Vilner V., Laryushkin A., Rud E. *Elektronika: Nauka, Tekhnologiya, Biznes*, 2008, no. 3, pp. 118–123. (in Russ.)
3. Lezin Yu.S. *Vvedeniye v teoriyu i tekhniku radiotekhnicheskikh sistem* (Introduction to the Theory and Technology of Radio Engineering Systems), Moscow, 1986, 280 p. (in Russ.)
4. Atnashev A.B., Tsybrin V.G. *Journal of Instrument Engineering*, 2021, no. 3(64), pp. 208–212. (in Russ.)

**Data on authors**

- Anatoly B. Atnashev** — PhD; A. F. Mozhaisky Military Space Academy; Senior Scientist; E-mail: atn2@mail.ru
- Vladimir G. Tsybrin** — PhD; A. F. Mozhaisky Military Space Academy; Lecturer; E-mail: vladgrigor@mail.ru

Received 04.06.2021; approved after reviewing 14.09.2021; accepted for publication 02.12.2021.

---

---

## ТЕХНОЛОГИЯ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ INSTRUMENT-MAKING TECHNOLOGY

---

---

УДК 62-213:681.7-1/9:681.7.07:621.793.79:004.356.2  
DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-49-57

### МОДЕРНИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ КОРПУСА ЛАЗЕРНОЙ ГОЛОВКИ С УЧЕТОМ ВОЗМОЖНОСТЕЙ АДДИТИВНОГО ОБОРУДОВАНИЯ

П. А. Пьяе<sup>1</sup>, К. П. Помпеев<sup>1\*</sup>, А. Д. Николаев<sup>1</sup>, О. С. Васильев<sup>2</sup>, С. Г. Горный<sup>2</sup>

<sup>1</sup> *Университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия,  
\*kir-pom@mail.ru*

<sup>2</sup> *Лазерный центр, Санкт-Петербург, Россия*

**Аннотация.** Рассматривается вопрос усовершенствования конструкции корпуса лазерной головки для обеспечения ее компактности с учетом возможностей аддитивного оборудования, позволяющего изготовить более конструктивно сложные детали корпуса из пластика. Изготовление такого корпуса лазерной головки из пластика позволяет снизить его материалоемкость по сравнению с корпусом, изготовленным из алюминиевого сплава Д16. Дополнительно снизить материалоемкость пластикового корпуса предлагается за счет введения в его конструкцию специальных выборок и ребер жесткости. С использованием CAE-модуля CAD/CAM-системы SolidWorks был проведен сравнительный анализ прочности и жесткости вариантов конструкции корпуса, собранного из деталей с выборками и ребрами жесткости, а также без них. Результаты моделирования процесса деформации показали, что возможна замена материала деталей корпуса из алюминиевого сплава на пластик и что снижение материалоемкости и изменение конструкции корпуса не приводит к потере его прочности и жесткости, вызывающей недопустимое отклонение лазерного луча от вертикали, т.е. не отражается на функционировании лазерной головки. Предлагается внедрить такую лазерную головку в состав вертикального обрабатывающего центра, чтобы наряду с традиционными способами обработки заготовок из различных материалов методом резания на нем была доступна широкая гамма различных видов лазерной обработки. Это позволит не только расширить технологические и функциональные возможности такого оборудования с числовым программным управлением и сократить время изготовления продукции, но и улучшить технологические, точностные и функциональные характеристики производимого изделия.

**Ключевые слова:** *модификация, конструкция, топология, корпус, лазерная головка, пластиковые детали, аддитивное оборудование, собираемость, ремонтпригодность*

**Благодарности:** работа выполнена при поддержке Правительства Российской Федерации, грант 08-08; авторы выражают благодарность компании „Лазерный центр“ за дополнительные консультации.

**Ссылка для цитирования:** *Пьяе П. А., Помпеев К. П., Николаев А. Д., Васильев О. С., Горный С. Г.* Модернизация конструкции корпуса лазерной головки с учетом возможностей аддитивного оборудования // Изв. вузов. Приборостроение. 2022. Т. 65, № 1. С. 49—57. DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-49-57.

### MODERNIZATION OF THE LASER HEAD HOUSING DESIGN BASED ON THE CAPABILITIES OF ADDITIVE EQUIPMENT

P. A. Pyaе<sup>1</sup>, K. P. Pompeev<sup>1\*</sup>, A. D. Nikolaev<sup>1</sup>, O. S. Vasilev<sup>2</sup>, S. G. Gornyy<sup>2</sup>

<sup>1</sup> *ITMO University, St. Petersburg, Russia  
\*kir-pom@mail.ru*

<sup>2</sup> *Laser Center, St. Petersburg, Russia*

**Abstract.** The issue of improving a laser head housing design to ensure its portability with the account for capabilities of additive equipment, allowing to manufacture parts of the housing of high complexity out of plastic, is covered. Manufacturing the laser head housing of plastic makes it possible to reduce its material consumption as compared with housing made of aluminum alloy D16. It is proposed to further reduce the material consumption of the plastic housing by introducing special pockets and stiffening ribs into its design. A comparative analysis is performed in CAE-module of CAD/CAM-system SolidWorks to examine the strength and rigidity of the design options for the body, assembled from parts with the pockets and stiffeners, as well as without them. Results of modeling the deformation process show that it is possible to replace the material of aluminum alloy housing parts with plastic and that a decrease in material consumption and a change in the housing design do not lead to a loss of its strength and rigidity, which causes an unacceptable deviation of the laser beam from the vertical, i.e. does not affect the operation of the laser head. It is proposed to introduce such a laser head into a vertical machining center so that, along with traditional methods of processing workpieces from various materials, a wider range of different types of laser processing is available by cutting. This will allow not only to expand the technological and functional capabilities of such equipment with numerical control and reduce the time of production, but also to improve the technological, accuracy and functional characteristics of the manufactured product.

**Keywords:** modification, design, topology, housing, laser head, plastic parts, additive equipment, ease of assembly, maintainability

**Acknowledgments:** The work was supported by the Government of the Russian Federation, grant 08-08; the authors are grateful to the Laser Center company for additional consultations.

**For citation:** Pyae P. A., Pompeev K. P., Nikolaev A. D., Vasilev O. S., Gorny S. G. Modernization of the laser head housing design based on the capabilities of additive equipment. *Journal of Instrument Engineering*. 2021. Vol. 65, N 1. P. 49—57 (in Russian). DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-49-57.

**Введение.** При сложившихся в последние десятилетия темпах развития производства в условиях расширения номенклатуры изготавливаемых изделий и обеспечения их конкурентоспособности на промышленных предприятиях требуется замена устаревшего оборудования на современные высокопроизводительные станки с числовым программным управлением (ЧПУ), что позволяет повысить темпы производства и качество выпускаемой продукции. Однако простого переоснащения производственных цепочек в механических цехах в ряде случаев недостаточно. Появляется необходимость дополнения производственного процесса инновационным и комплексным оборудованием, а также внедрения соответствующей технологии обработки материалов. Одним из инструментов обработки поверхности металла является лазерное излучение. Соответственно развитие и внедрение различного рода интегральных систем в состав вертикальных обрабатывающих центров (ОЦ) позволит не только расширить технологические и функциональные возможности этого оборудования и сократить время изготовления продукции, но и улучшить технологические, точностные и функциональные характеристики производимого изделия [1].

При этом расширить технологические и функциональные возможности станков с ЧПУ можно как за счет совершенствования систем их управления [2], так и посредством ввода в состав станков с ЧПУ новых технологических лазерных блоков, узлов и целых систем [3, 4]. По сути, на одном и том же обрабатывающем центре наряду с традиционными способами обработки заготовок из различных материалов методом резания станут доступными такие виды лазерной обработки, как маркирование [5], доводка поверхности [6], создание градиентной структуры поверхности посредством лазерного излучения [7], создание различной сложно-контурной регулярной микротопологии поверхности, гравирование 3D-рельефов [8, 9], обработка керамики [10, 11], макро- и микроструктурирование поверхностного слоя [12, 13], резка углепластика [14], локальное оксидирование поверхности (декорирование), перфорация, локальное термоупрочнение, сварка листовой стали [15], металлизация и деметаллизация, обеспечение хранения информации на поверхности заготовок за счет нанесения микроразмерных штрих- и QR-кодов [5], используемых в информационных технологиях и цифровом производстве, и т.д. Лазерная головка (ЛГ) может быть использована для осуществления локального физического воздействия [16], что существенно облегчает съем металла с заготовки инструмен-

том, оснащенным режущей керамикой [17—19]. В дальнейшем возможен вариант применения лазерной системы для микроструктурирования сложных поверхностей с исключением процесса предварительной подготовки инструмента для чистовых переходов [20].

Современные промышленные лазерные установки также представляют собой оборудование с ЧПУ. В состав таких установок входят лазерные головки, например, на основе волоконных лазеров. В корпусах этих ЛГ размещаются оптическая система и система управления лазерным лучом. Корпусные детали таких ЛГ изготавливаются из алюминиевых сплавов. Одна из важных задач при разработке конструкции корпусов ЛГ — снижение их металлоемкости. Этого можно добиться путем замены алюминиевых сплавов на пластик, имеющий похожие механические характеристики. При этом пластик легче алюминиевого сплава Д16 более чем в 2,7 раза. Кроме того, использование пластика позволяет применить печать на аддитивной установке в качестве способа получения деталей ЛГ. В этом случае, с одной стороны, возможно изготовление меньшего количества более сложных по конструкции деталей для уменьшения числа их сопряжений при сборке корпуса ЛГ, а с другой стороны, целесообразно одновременно с этим обеспечить компактность лазерной головки.

В этой связи цель настоящей статьи — усовершенствование конструкции корпуса ЛГ для обеспечения ее компактности с учетом возможности изготовления деталей корпуса на аддитивной установке.

**Использование полимерных материалов в конструкции лазерных систем.** Различные металлы традиционно обрабатываются лазерным излучением. Процесс лазерного воздействия на металл за долгие годы исследований мировыми и российскими учеными достаточно изучен. На сегодняшний день заведомо можно спрогнозировать конечный результат того или иного технологического лазерного процесса. В последние годы особый интерес вызывает использование полимерных и композитных материалов в областях машино-, судо-, авиа- и приборостроения. Ряд композитов уже сейчас способен заменить традиционные материалы, что наглядно продемонстрировано в производстве каркасов и крыльев современных самолетов. Зачастую композитные и полимерные материалы обладают если не уникальными, то наиболее эффективными эксплуатационными свойствами и массогабаритными характеристиками в сочетании с экономическими показателями производства. Таким образом, процесс поиска наиболее универсального, удобного, эргономичного материала осуществляется непрерывно в разных областях производства.

Компании, производящие компоненты лазерных источников и систем, непрерывно сталкиваются с нецелесообразностью, неэффективностью и технологической невозможностью применения стандартных материалов производства. Естественно, многое зависит от требований к лазерному оборудованию и условиям его эксплуатации, а также от особенностей производственного процесса в целом.

Альтернативой стандартным материалам являются полимерные, пригодные для использования в аддитивном производстве. Аддитивные технологии позволяют изготавливать полимерные детали абсолютно любой сложности и геометрии, обладающие максимальной эргономичностью и функционалом. Установка SLS (Selective Laser Sintering) способна изготовить деталь любой формы, при этом требуется исключительно ее графическая модель. Изготовление корпусных компонентов лазерных, и не только, систем возможно непосредственно в офисном помещении. Кроме того, ремонт и замена комплектующих также становятся простыми и доступными операциями.

Помимо исследования механических и конструкционных характеристик полимерных и пластиковых деталей актуальными являются проблемы взаимодействия лазерного излучения с веществом. На данный момент недостаточно исследован вопрос, как поведет себя закрытая лазерная система, изготовленная из пластика: а именно какое влияние и в какой степени будет оказывать прямое, рассеянное или отраженное излучение на материал; как будет

распределяться тепло от излучения в массе материала, будет ли достаточно собственной теплопроводности материала или необходимо использование радиаторов, воздушного или другого охлаждения. Кроме того, не определено поведение пластика как конструкционного материала лазерных систем с течением времени — будут ли геометрические параметры деталей изменяться со временем, что приведет к искривлению оптического пути лазерного излучения и, как следствие, к разъюстировке всей системы. Ответы на эти вопросы сможет дать реальная интеграция изготовленного на 3D-принтере корпуса ЛГ с существующей стандартизированной сканирующей системой лазерной маркировки.

Конечным результатом этой работы должно стать определение наиболее эффективного, экономически оправданного и простого в изготовлении материала для создания лазерного оборудования. Таким образом, переход к полимерам и композитам может стать качественным шагом для принципов интеграции лазерных систем.

**Модернизация корпуса лазерной головки.** В настоящее время конструкция корпуса лазерной головки представляет собой сборочную единицу, в состав которой входит значительное число простых деталей и несколько узлов. Анализ существующей конструкции корпуса ЛГ, топология которой принята за исходную (рис. 1, а), показал, что кроме замены алюминиевого сплава Д16 на пластик можно часть узлов вывести за пределы корпуса ЛГ, что позволит сократить его размеры. Это также позволит снизить его материалоемкость и одновременно сделать ЛГ более компактной. Изменения в конструкции корпуса ЛГ коснулись следующих деталей: нижняя стенка, задняя стенка, верхняя стенка и кожух.

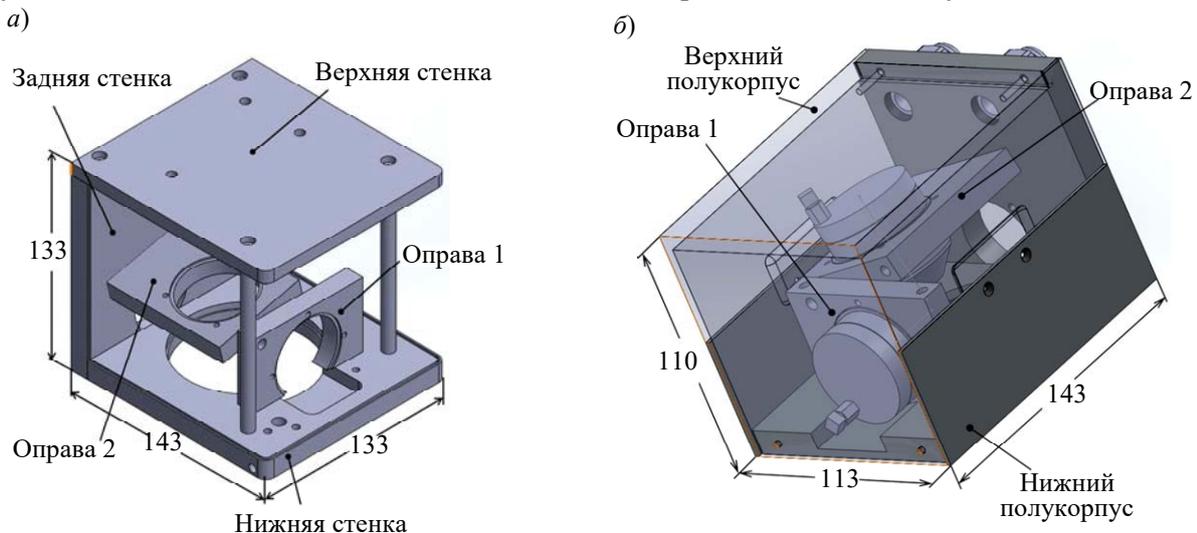


Рис. 1

В результате модификации топологии корпуса ЛГ были получены более сложные по конструкции детали (рис. 1, б): верхний полукорпус и нижний полукорпус. Верхний полукорпус представляет собой комбинацию верхней стенки и части кожуха; нижний полукорпус — это комбинация задней стенки, нижней стенки и боковых частей кожуха. Из конструкции ЛГ исключена управляющая плата, что позволило уменьшить габаритные размеры корпуса ЛГ по высоте и ширине. Также были внесены незначительные изменения в конструкции опор сканаторов для обеспечения их креплений специальными шпильками вместо винтов, и в новой конструкции корпуса предусмотрен специальный вывод кабелей сканаторов для их подключения к внешней управляющей плате.

В качестве материала, исходя из области его применения и возможностей аддитивного оборудования, был выбран полиамид марки ПА 12, его механические характеристики представлены в таблице [21].

Характеристика	Минимальное значение	Максимальное значение
Прочность на изгиб, МПа	70	85
Плотность, кг/м <sup>3</sup>	1010	1020
Коэффициент трения	0,3	0,4
Сила удара, Дж/см	0,5	2
Модуль сдвига, МПа	300	500
Предел прочности, МПа	35	55
Модуль Юнга, МПа	1270	2600
Относительное удлинение, %	120	300

3D-печать деталей корпуса ЛГ позволит обойтись без традиционных режущих инструментов. При этом дополнительно снизить материалоемкость пластикового корпуса можно за счет введения в его конструкцию специальных выборок и ребер жесткости.

Для проведения сравнительного анализа прочности и жесткости корпуса ЛГ с использованием САД-системы SolidWorks, в состав которой также входит САЕ-модуль, были разработаны варианты конструкции деталей корпуса с выборками и ребрами жесткости и без них. На рис. 2 в качестве примера представлены варианты детали нижний полукорпус: *а* — без выборок и ребер жесткости; *б* — с выборками и ребрами жесткости.

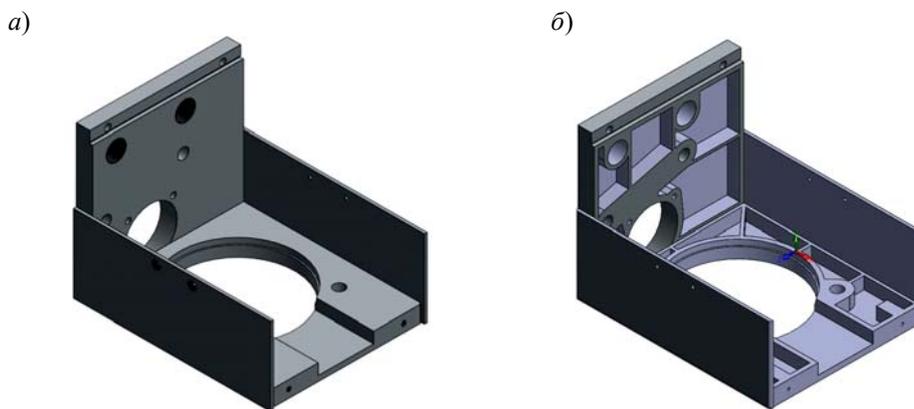


Рис. 2

Суммарно материалоемкость корпуса ЛГ предлагаемой конструкции снижается в 2,9 раза при использовании сплошных деталей и в 4,1 раза при использовании деталей с выборками и ребрами жесткости.

На рис. 3 представлены детали корпуса ЛГ, имеющие выборки и ребра жесткости, изготовленные из полиамида на производственном 3D-принтере: *а* — корпус ЛГ в сборе, *б* — нижний полукорпус, *в* — верхний полукорпус, *г* — оправа 1, *д* — оправа 2.

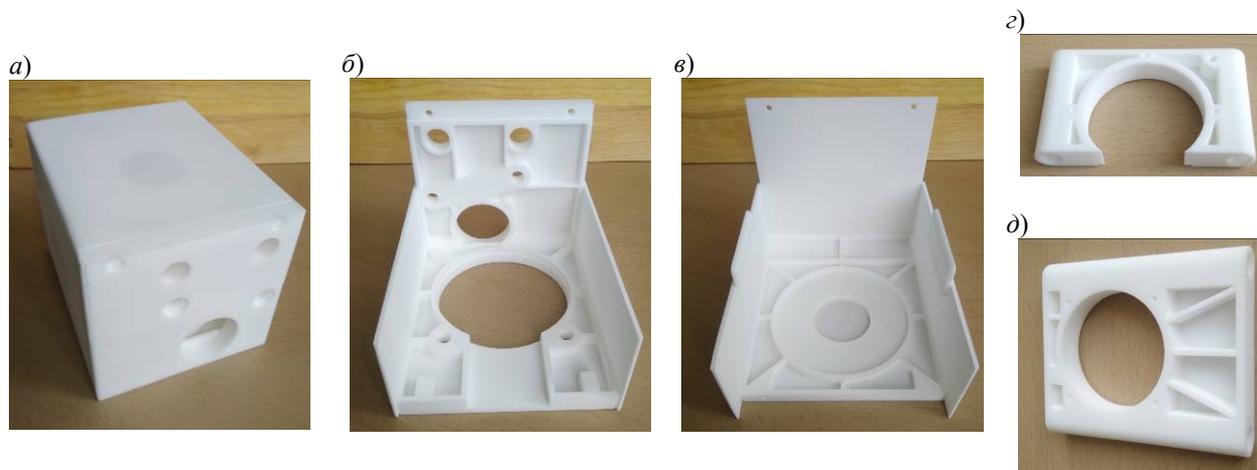


Рис. 3

Необходимо отметить, что снижение материалоемкости и изменение конструкции корпуса не должны привести к потере его прочности и жесткости, что, в свою очередь, не должно привести к недопустимому отклонению лазерного луча от вертикали, т.е. отразиться на функционировании ЛГ. Причины, приводящие к нарушению хода лазерного луча, могут быть различными: внешние факторы и воздействия (силовые и тепловые); напряжения в пластиковых деталях, возникшие после сборки ЛГ; старение материала (пластика); возможное наличие трещин в пластиковых оправах.

**Моделирование конструкции корпуса.** При проведении сравнительного анализа прочности и жесткости вариантов конструкции корпуса ЛГ было учтено изменение способа закрепления ЛГ при ее установке в шпинделе станка, т.е. для каждого варианта конструкции корпуса ЛГ проверялась его прочность под действием силы тяжести, возникающей из-за собственного веса, так как ЛГ закрепляется в шпинделе вертикального ОЦ в „подвешенном“ состоянии.

Предварительные расчеты для сравниваемых вариантов показали, что деформации корпуса ЛГ (рис. 4, а) под действием силы тяжести незначительны, в основном менее 1 мкм. На отдельном участке величина деформаций не превышает 4 мкм, причем после установки металлического кольца внутрь корпуса ЛГ для закрепления объектива они нивелируются, так как кольцо опирается на массивную доннюю часть стенки нижнего полукорпуса и одновременно выполняет функцию дополнительного ребра жесткости. При этом возникающие напряжения по Мизесу (см. рис. 4, б) также имеют малую величину — не более 0,0003 % от предела прочности материала.

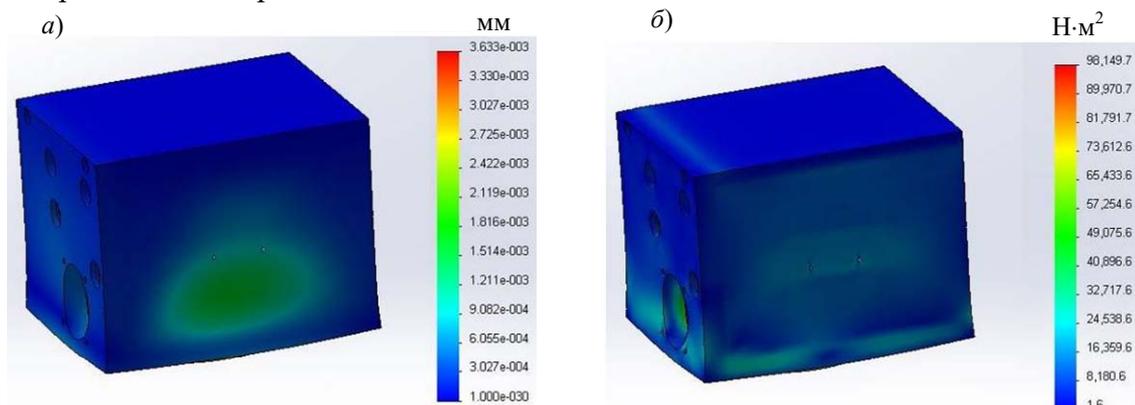


Рис. 4

Результаты моделирования убедительно показали возможность замены материала деталей корпуса ЛГ с дюралюминия Д16 на пластик, а также эффективность использования выборок и ребер жесткости в конструкции деталей. Тем самым можно существенно снизить (приблизительно в 3-4 раза) материалоемкость корпуса ЛГ с одновременным обеспечением его приемлемой жесткости и сохранением функциональности самой ЛГ.

В настоящее время выполнена постобработка деталей корпуса ЛГ, изготовленных на аддитивной установке, ведутся исследования, связанные со сборкой ЛГ и испытанием ее работы в составе лазерного маркировщика с ЧПУ. Следует повторить, что внутри корпуса не должен быть нарушен определенный ход лазерного луча, на траекторию которого оказывают влияние пластиковые детали корпуса ЛГ. Нарушение хода лазерного луча на каком-либо участке его траектории приводит к ошибке и потере работоспособности лазерной системы, т.е. уходу поля обработки от его исходного состояния. В ходе испытаний работоспособности ЛГ предусмотрены проверка стабильности положения поля обработки, а также проведение исследований по влиянию отраженного излучения на механические свойства пластика, из которого изготовлен корпус ЛГ. После этого можно будет переходить к испытаниям работоспособности лазерной головки в составе вертикального ОЦ с ЧПУ.

**Заключение.** Выполненные изменения конструкции корпуса ЛГ, позволили сделать ее более компактной и легкой без нарушения функциональности. При этом также не были нарушены ее собираемость и ремонтпригодность. Определены направления дальнейших работ. В частности, планируется исследование иных источников лазерного излучения с другими диапазонами длины волны. В комплексе это должно позволить существенно расширить функционал серийно производимых систем с ЧПУ, увеличив их возможности. В конечном счете интеграция лазерной системы в состав ОЦ позволит значительно расширить его функциональные возможности, а также сократить время изготовления продукции и улучшить технологические, точностные и функциональные характеристики производимого изделия.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Модернизация обрабатывающих центров посредством интеграции в их состав лазерных систем / *А. Д. Николаев, П. А. Пьяе, К. П. Помпеев, О. С. Васильев* // Современное машиностроение: Наука и образование: Материалы 7-й Междунар. науч.-практ. конф. / Под ред. *А. Н. Евграфова* и *А. А. Поповича*. СПб: Изд-во Политехн. ун-та, 2018. С. 506—515.
2. *Картавцев И. С.* Расширение функциональных возможностей у ЧПУ токарного станка по расчету параметров процесса текущего контроля и подналадки оборудования // Современное машиностроение. Наука и образование: Материалы 3-й Междунар. науч.-практ. конф. / Под ред. *М. М. Радкевича* и *А. Н. Евграфова*. СПб: Изд-во Политехн. ун-та, 2013. С. 905—914.
3. *Nikolaev A. D., Pyae P. A., Pompeev K. P., Vasilev O. S.* Laser processing systems in machines with numerical control // IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science, 2019. Vol. 1, N 378.
4. Внедрение систем лазерной обработки в состав многооперационных обрабатывающих центров / *А. Д. Николаев, К. П. Помпеев, П. А. Пьяе, О. С. Васильев, С. Г. Горный* // Металлообработка. 2019. Т. 113, № 5. С. 26—33.
5. *Петкова А. П., Ганзуленко О. Ю.* Технологические аспекты маркировки изделий машиностроения прецизионным импульсным лазером // Современное машиностроение. Наука и образование: Материалы 4-й Междунар. науч.-практ. конф. / Под ред. *М. М. Радкевича* и *А. Н. Евграфова*. СПб: Изд-во Политехн. ун-та, 2014. С. 1177—1187.
6. *Vasilev O. S., Ruzankina J. S.* Laser forming micro geometric structures on the surface of roller rolling mill // J. of Physics: Conf. Series. 2016. Vol. 1, N 735.
7. *Olt J. J., Maksarov V. V., Efimov A. E.* Impacts of gradient structure on the dynamic characteristics of machining process system // 29th DAAAM Intern. Symp. on Intelligent Manufacturing and Automation. 2018. Vol. 1, N 1. P. 190—196.
8. *Andreev A. O., Kosenko M. S., Petrovskiy V. N., Mironov V. D.* Prototyping of Dental Structures Using Laser Milling // J. of Physics: Conf. Series. 2016. Vol. 1, N 691.
9. *Mohd Noor Firdaus Bin Haron, Fadlur Rahman Bin Mohd Romlay.* Parametric study of laser engraving process of AISI 304 Stainless Steel by utilizing fiber laser system // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. 2019. Vol. 1, N 469.
10. *Przestacki D., Jankowiak M.* Surface roughness analysis after laser assisted machining of hard to cut materials // J. of Physics: Conf. Series 2014. Vol. 1, N 483.
11. *Zeng Jie Ma, Yigang Wang, Yukun Li.* Processing of Three-Dimensional Models for the Crystal Laser Engraving // Nicograph International: IEEE Conf. 2016. DOI: 10.1109/NicoInt.2016.21.
12. Лазерная установка для микроструктурирования поверхности металла с использованием волоконного лазера / *О. С. Васильев, В. П. Вейко, С. Г. Горный, Ю. С. Рузанкина* // Оптич. журн. 2015. Т. 82, № 12. С. 70—77.
13. *Васильев О. С., Горный С. Г.* Технология создания поверхностных микроструктур на листовых материалах с использованием волоконного лазера // Металлообработка. 2016. № 3 (93). С. 20—25.
14. *Nasedkin Yu. V., Khmelniisky A. K.* Laser cutting of carbon fiber-reinforced plastic thin sheets // J. of Physics: Conf. Series. 2018. Vol. 1, N 1109.

15. Larin M. V., Pevzner Y. B., Grinin O. I., Lasota I. T. The use of single-mode fiber laser for welding of stainless steel thin thickness // *J. of Physics: Conf. Series*. 2018. Vol. 1, N 1109.
16. Efimov A. E., Timofeev D. Y., Maksarov V. V. Modeling dynamic processes at stage of formation of parts previously subjected to high-energy laser effects // *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*. 2018. Vol. 1, N 327.
17. Maksarov V. V., Khalimonenko A. D. Quality assurance during milling of precision elements of machines components with ceramic cutting tools // *Intern. Review of Mechanical Engineering*. 2018. Vol. 12, N 5. P. 437—441.
18. Maksarov V. V., Khalimonenko A. D. Forecasting performance of ceramic cutting tool // *Key Engineering Materials*. 2017. Vol. 1, N 736. P. 86—90.
19. Maksarov V. V., Timofeev D. Y., Khalimonenko A. D. Machining quality when lathing blanks with ceramic cutting tools // *Agronomy Research*. 2014. Vol. 1, N 12. P. 269—278.
20. Maksarov V. V., Keksin A. I. Forming conditions of complex-geometry profiles in corrosion-resistant materials // *IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science*. 2018. Vol. 4, N 194.
21. Singh I., Amara Y., Melingui A., Pathak P. M., Merzouki R. Modeling of Continuum Manipulators Using Pythagorean Hodograph Curves *Soft Robotics*. 2018 [Электронный ресурс]: <<https://www.researchgate.net/publication/323955949>>.

#### Сведения об авторах

- |                                    |  |
|------------------------------------|--|
| <b>Пьяе Ай Пьяе</b>                | — аспирант; Университет ИТМО, факультет систем управления и робототехники; E-mail: northernstar.phyo@gmail.com     |
| <b>Кирилл Павлович Помпеев</b>     | — канд. техн. наук, доцент; Университет ИТМО, факультет систем управления и робототехники; E-mail: kir-pom@mail.ru |
| <b>Алексей Дмитриевич Николаев</b> | — аспирант; Университет ИТМО, факультет систем управления и робототехники; E-mail: senatorfirst1@gmail.com         |
| <b>Олег Сергеевич Васильев</b>     | — канд. техн. наук; Лазерный центр; E-mail: tesla_90@mail.ru   |
| <b>Сергей Георгиевич Горный</b>    | — канд. техн. наук; Лазерный центр; генеральный директор; E-mail: sgorny@newlaser.ru                               |

Поступила в редакцию 10.08.2021; одобрена после рецензирования 27.09.2021; принята к публикации 02.12.2021.

#### REFERENCES

1. Nikolaev A.D., Pyae P.A., Pompeev K.P., Vasiliev O.S. *Sovremennoye mashinostroyeniye: Nauka i obrazovaniye* (Modern Mechanical Engineering: Science and education), Materials of the 7th International Scientific and Practical Conference, St. Petersburg, 2018, pp. 506–515. (in Russ.)
2. Kartavtsev I.S. *Sovremennoye mashinostroyeniye. Nauka i obrazovaniye* (Modern Mechanical Engineering. Science and Education), Proceedings of the 3rd International Scientific and Practical Conference, St. Petersburg, 2013, pp. 905–914. (in Russ.)
3. Nikolaev A.D., Pyae P.A., Pompeev K.P., Vasilev O.S. *IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science*, 2019, no. 1(378), pp. 012066. (in Russ.)
4. Nikolaev A.D., Pyae A.P., Pompeev K.P., Vasilev O.S., Gorny S.G. *Metalloobrabotka*, 2019, no. 5(113), pp. 26–33. (in Russ.)
5. Petkova A.P., Ganzulenko O.Yu. *Sovremennoye mashinostroyeniye. Nauka i obrazovaniye* (Modern Mechanical Engineering. Science and Education), Materials of the 4th International Scientific and Practical Conference, St. Petersburg, 2014, pp. 1177–1187. (in Russ.)
6. Vasilev O.S., Ruzankina J.S. *Journal of Physics: Conference Series*, 2016, no. 1(735), pp. 1–5.
7. Olt J.J., Maksarov V.V., Efimov A.E. *29th DAAAM International Symposium on Intelligent Manufacturing and Automation*, 2018, no. 1(1), pp. 190–196.
8. Andreev A.O., Kosenko M.S., Petrovskiy V.N., Mironov V.D. *Journal of Physics: Conference Series*, 2016, no. 1(691), pp. 012007.
9. Mohd Noor, Firdaus Bin Haron, Fadlur Rahman, Bin Mohd Romlay, *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2019, no. 1(469), pp. 012124.
10. Przystacki D., Jankowiak M. *Journal of Physics: Conference Series*, 2014, no. 1(483), pp. 012019.
11. Zeng Jie Ma, Yigang Wang, Yukun Li. *Processing of Three-Dimensional Models for the Crystal Laser Engraving, Nicograph International Conference* (Nicolnt), July 2016, DOI: 10.1109/Nicolnt.2016.21.
12. Vasil'ev O.S., Veiko V.P., Ruzankina Y.S., Gorny S.G. *Journal of Optical Technology*, 2015, no. 12(82), pp. 831–836.
13. Vasil'ev O.S., Gorny S.G. *Metalloobrabotka*, 2016, no. 3(93), pp. 20–25. (in Russ.)
14. Nasedkin Yu.V., Khmel'nitskiy A.K. *Journal of Physics: Conference Series*, 2018, no. 1(1109), pp. 012041.
15. Larin M.V., Pevzner Y.B., Grinin O.I., Lasota I.T. *Journal of Physics: Conference Series*, 2018, no. 1(1109), pp. 012036.

16. Efimov A.E., Timofeev D.Y., Maksarov V.V. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2018, no. 1(327), pp. 22026.
17. Maksarov V.V., Khalimonenko A.D. *International Review of Mechanical Engineering*, 2018, no. 12(5), pp. 437–441.
18. Maksarov V.V., Khalimonenko A.D. *Engineering Materials*, 2017, no. 1(736), pp. 86–90.
19. Maksarov V.V., Timofeev D.Y., Khalimonenko A.D. *Agronomy Research*, 2014, no. 1(12), pp. 269–278.
20. Maksarov V.V., Keksin A.I. *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*, 2018, no. 4(194), pp. 62016.
21. Singh I., Amara Y., Melingui A., Pathak P.M, Merzouki R. *Modeling of Continuum Manipulators Using Pythagorean Hodograph Curves Soft Robotics*, 2018, <https://www.researchgate.net/publication/323955949>.

**Data on authors**

- Phyo Aye Pyae** — Post-Graduate Student; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics;  
E-mail: northernstar.phyo@gmail.com
- Kirill P. Pompeev** — PhD, Associate Professor; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics;  
E-mail: kir-pom@mail.ru
- Aleksey D. Nikolaev** — Post-Graduate Student; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics;  
E-mail: senatorfirst1@gmail.com
- Oleg S. Vasilev** — PhD; Laser Center; E-mail: tesla\_90@mail.ru
- Sergey G. Gorny** — PhD; Laser Center; General Director; E-mail: sgorny@newlaser.ru

Received 10.08.2021; approved after reviewing 27.09.2021; accepted for publication 02.12.2021.

---

---

**НАУЧНЫЕ И ПРАКТИЧЕСКИЕ РАЗРАБОТКИ**  
**SCIENTIFIC AND PRACTICAL DEVELOPMENTS**

---

---

УДК 921.01  
DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-58-63

**МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ ЛИНЕЙНОЙ И ОБЪЕМНОЙ ИЗНОСОСТОЙКОСТИ МАТЕРИАЛОВ**

Л. В. ЕФРЕМОВ<sup>1</sup>, А. В. ТИКАЛОВ<sup>2\*</sup>

<sup>1</sup> *Институт проблем машиноведения РАН, Санкт-Петербург, Россия*

<sup>2</sup> *Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия*

\* *tikalov2010@mail.ru*

**Аннотация.** Решается актуальная проблема обоснования общего метода одновременного оценивания линейной и объемной износостойкости материалов с учетом постоянного и переменного давления на образец. Это открывает возможность оценивать уровень объемной износостойкости по стандартам для линейной износостойкости.

**Ключевые слова:** износ, износостойкость, материал, машина трения, пара трения, образец, оценка, сегмент, тестирование, трение, хорда

**Ссылка для цитирования:** Ефремов Л. В., Тикалов А. В. Метод оценивания линейной и объемной износостойкости материалов // Изв. вузов. Приборостроение. 2022. Т. 65, № 1. С. 58—63. DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-58-63

**METHOD FOR EVALUATING THE LINEAR AND VOLUMETRIC WEAR RESISTANCE OF MATERIALS**

L. V. Efremov<sup>1\*</sup>, A. V. Tikalov<sup>2</sup>

<sup>1</sup> *Institute for Problems in Mechanical Engineering of the RAS, St. Petersburg, Russia*

<sup>2</sup> *Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, Russia*

\* *tikalov2010@mail.ru*

**Abstract.** The actual problem of substantiating the general method for simultaneous evaluation of the linear and volumetric wear resistance of materials is solved with the account for constant and variable pressure on the sample. This makes it possible to assess the level of volumetric wear resistance in accordance with the standards of linear wear resistance.

**Keywords:** wear, wear resistance, material, friction machine, friction pair, sample, assessment, segment, testing, friction, chord

**For citation:** Efremov L. V., Tikalov A. V. Method for evaluating the linear and volumetric wear resistance of materials. *Journal of Instrument Engineering*. 2021. Vol. 65, N 1. P. 58—63 (in Russian). DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-58-63.

При испытаниях образцов материалов на износ принято оценивать два вида износостойкости — либо линейную, либо объемную. Линейная износостойкость обычно определяется инструментальным методом искусственных баз (МИБ) [1, 2], объемная износостойкость — методом взвешивания образцов небольших размеров. В некоторых стандартах испытаний [3] этот показатель является основным и подлежит определению экспериментально, расчетным способом. В настоящей статье обосновывается метод совместной оценки износостойкости

---

© Ефремов Л. В., Тикалов А. В., 2022

независимо от способа испытаний на износ по стандарту для линейной износостойкости (ГОСТ 23.001-2004).

Для решения поставленной задачи перед началом испытаний следует установить следующие параметры:

- радиус диска  $r$ , мм;
- ширина колодки  $H_k$ , мм;
- нагрузка на образец  $F$ , Н;
- частота вращения диска  $n$ , об/мин;
- назначенное время испытаний  $t$ , мин;
- начальная масса образца  $G_0$ , мг;
- плотность материала образца  $\gamma$ , мг/мм<sup>3</sup> (при методе взвешивания);
- начальный размер искусственной базы, например диаметр лунки  $d_0$ , мм (при МИБ).

При работе пары трения с постоянным давлением  $P$ , МПа, следует указать площадь пятна контакта  $s$ , мм<sup>2</sup>, по приведенным далее методикам.

По окончании сеанса испытаний за время  $t$  должны быть определены либо вторичная масса образца  $G_1$ , либо вторичные размеры искусственной базы, например диаметр лунки  $d_1$ .

Напомним выражения для линейной износостойкости  $\varepsilon_L$ , км/мм, и объемной износостойкости  $\varepsilon_W$ , Н·м/мм<sup>3</sup>:

$$\varepsilon_L = S/\Delta h = 2\pi r n t / (10^6 \cdot \Delta h); \quad (1)$$

$$\varepsilon_W = A/W = 1000FS/W, \quad (2)$$

где  $S$  — путь трения, км;  $\Delta h$  — линейный износ, мм, за время  $t$ ;  $A$  — работа трения, Н·м;  $W$  — объем продуктов износа, мм<sup>3</sup>, за то же время.

Ключевым вопросом для обоснования закона о связи объемной  $\varepsilon_W$  и линейной  $\varepsilon_L$  износостойкости является информация о площади пятна контакта поверхностей изнашивающегося и изнашиваемого элементов пары трения, поскольку от нее зависят два важных показателя: давление  $P$  и объем  $W$ :

$$P = F/s, \quad (3)$$

$$W = s\Delta h. \quad (4)$$

Путем подстановки выражений (3), (4) в формулу объемной износостойкости (2) получаем доказательство закона связи объемной  $\varepsilon_W$  и линейной  $\varepsilon_L$  износостойкости, который был ранее обоснован более сложным способом [4—6] при изучении метода „block-on-ring“:

$$\varepsilon_W = 1000FS/W = 1000FS/(s\Delta h) = 1000P\varepsilon_L. \quad (5)$$

Для подтверждения универсальности выражения (5) целесообразно рассмотреть несколько примеров расчета износостойкости пар трения с постоянным и переменным давлением  $P$ .

Прежде всего, справедливость формулы (5) можно доказать для простых и эффективных трибометров модели, приведенной на рис. 1, *a*, реализующей схему трения „палец—диск“. При этом палец 2 изнашивается о плоскость вращающегося диска 1 (при скорости вращения  $n$ ) на расстоянии радиуса  $r$  пути трения от центра. Образец имеет площадь контакта  $s$ . Износ пальца 2 определяется методом взвешивания по следующим формулам:

$$W = (G_0 - G_1)/\gamma, \quad (6)$$

$$\Delta h = W/s. \quad (7)$$

По данным об износе  $\Delta h$  и площади контакта  $s$  можно определить сначала линейную износостойкость  $\varepsilon_L$  по формуле (1) и давление  $P$  по (3), а затем перейти к корректному подтверждению расчета  $\varepsilon_W$  по закону (5).

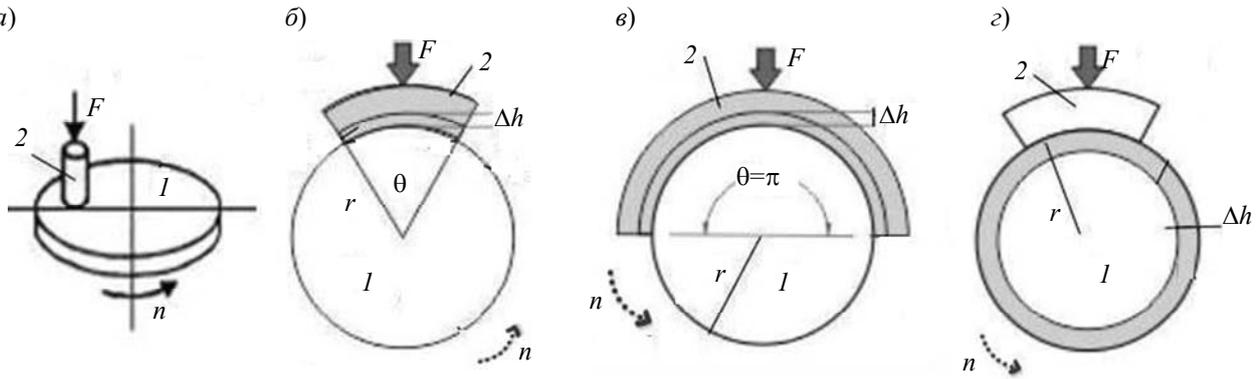


Рис. 1

Далее рассмотрим три стандартные модели пар трения (см. рис. 1, б—г, где 1 — контртело, 2 — образец), работающие при постоянном давлении из-за постоянной величины  $s$  [6] и при максимальном износе 1 мм:

- модель 1, б — износ стандартной колодки с углом радиуса  $\theta = 45^\circ = 0,25 \pi$  рад;
- модель 1, в — износ подшипника скольжения с углом радиуса  $\theta = 180^\circ = \pi$  рад;
- модель 1, г — износ диска с углом радиуса  $\theta = 360^\circ = 2\pi$  рад.

Для определения объема  $W$  необходимо по результатам испытаний оценить линейный износ  $\Delta h$ , используя МИБ. Например, при использовании сверла с углом заточки  $118^\circ$  имеем  $\Delta h = (d_0 - d_1)/2 \operatorname{tg}(118^\circ/2) = 0,3(d_0 - d_1)$ . Тогда исходные формулы для расчета объема износа  $W$  будут иметь следующий вид:

- для моделей 1, б, в:  $W = (\theta/2)[(r + \Delta h)^2 - r^2]H_k$ ;
- для модели 1, г:  $W = (\theta/2)[r^2 - (r - \Delta h)^2]H_k$ .

Процедуру их упрощения можно показать на примере моделей 1, б, в:

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{\theta}{2} \left( (r + \Delta h)^2 - r^2 \right) H_k = \frac{\theta}{2} (r^2 - r^2 + 2\Delta hr + \Delta h^2) = \\
 &= \frac{\theta}{2} \left( 2 + \frac{\Delta h}{r} \right) r \Delta h H_k \approx \theta r \Delta h H_k = s \Delta h.
 \end{aligned} \quad (8)$$

Как видно из анализа выражения (8), упрощение с погрешностью  $\Delta = 2\%$  достигается за счет пренебрежения малым значением отношения  $\Delta h/r = 0,04$  в сумме  $(2 \pm \Delta h/r)$  при  $\Delta h \leq 1$  мм в формуле

$$\Delta = \frac{\left( 2 \pm \frac{\Delta h}{r} \right) - 2}{\left( 2 \pm \frac{\Delta h}{r} \right)} = \frac{\pm \Delta h/r}{\left( 2 \pm \frac{\Delta h}{r} \right)} = \frac{|0,04|}{2,04} = 0,02 = 2\%. \quad (9)$$

Далее можно оценить площадь пятна контакта  $s = W/\Delta h$  из выражения (4) и давление  $P$  по формуле (3) для каждой модели пары трения:

- $s = 0,25\pi r H_k$  для модели 1, б (износ колодок);
- $s = \pi r H_k$  для модели 1, в (износ подшипников);
- $s = 2\pi r H_k$  для модели 1, г (износ диска).

Таким образом, получены исходные значения  $s$ ,  $\Delta h$  и  $P$  для обоснования формулы (5) с погрешностью не более 2% для пар трения с постоянным давлением. Имеется в виду, что информация о пути трения  $S = 2\pi r n t / 10^6$  и нагрузке  $F$  задана при испытаниях. Следовательно, закон (5) корректно подтвержден для пар трения с постоянным давлением.

Остается рассмотреть особенности пары трения с переменным давлением (рис. 2), что характерно для метода „block-on-ring“ по международному стандарту ASTM G77 [3]. Этот способ является одним из эффективных при испытании материалов на износ методом искус-

ственных баз [1]. Как показано на рис. 2, а, исследуемая пара трения состоит из диска 1 радиусом  $r$  и прямоугольного плоского бруска (блока) 2 шириной  $H_k$ , в плоскую поверхность которого врезается диск, образуя массу износа в виде сегмента. Это отличается от похожего макета 1, б, где пятно контакта практически остается постоянным при малом износе  $\Delta h \leq 1\text{—}2$  мм. Метод „block-on-ring“ в работах авторов настоящей статьи (например, [4]) назван методом хорды, поскольку все исследуемые параметры являются функцией хорды  $L$ , мм, образованной из-за врезания диска в образец. Величину  $L$  можно точно измерить при испытаниях (рис. 2, б). Поскольку величина  $L$  и пятно контакта  $s = LH_k$  по мере изнашивания образца увеличиваются, то этот метод характеризуется переменным давлением (3) в отличие от модели, приведенной на рис. 1, б.

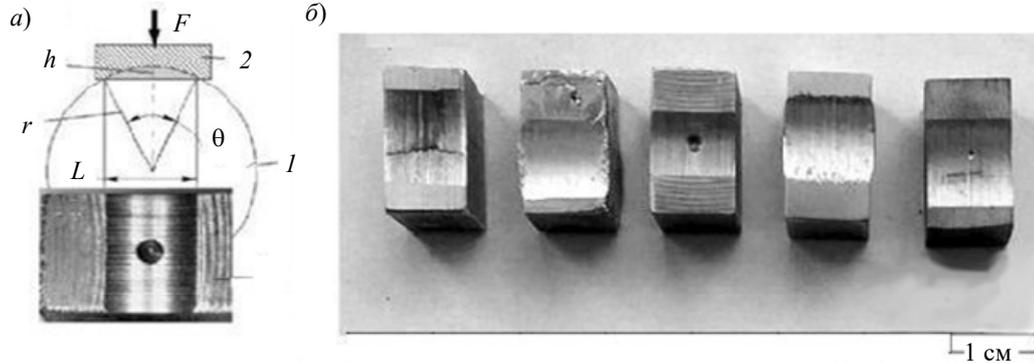


Рис. 2

Для получения упрощенного алгоритма оценки объема  $W \approx L^3/(12r)$  применен способ разложения точной формулы

$$W = \left[ r^2 \arcsin\left(\frac{L}{2r}\right) - \frac{L}{2} \sqrt{r^2 - \left(\frac{L}{2}\right)^2} \right] H_k \rightarrow \left( \frac{L^3}{12r} + \frac{L^5}{160r^3} + \frac{3L^7}{3584r^5} \dots \right) H_k \approx \frac{L^3}{12r} H_k \quad (10)$$

в ряд Тейлора с отбрасыванием членов этого ряда высокого порядка, кроме одного или двух первых [5]. Очевидно, что площадь пятна контакта определяется по формуле  $s = LH_k$ . Поэтому приближенный износ соответствует выражению

$$\Delta h = W/s = W/LH_k = \frac{L^2}{12r}. \quad (11)$$

Зависимость (11) обеспечивает совпадение износостойкости, определенной как методом взвешивания, так и инструментальным методом хорды. После определения давления по формуле (3) остается подтвердить закон (5) для расчета объемной износостойкости  $\varepsilon_W$ . При этом погрешность расчета по формуле (11) не превышает 3 %, так как зависит только от измерения величины хорды  $L$ .

В заключение целесообразно рассмотреть условный пример оценки объемной износостойкости образцов материалов пар трения моделей, приведенных на рис. 1, 2.

Для сравнения указанных моделей использованы одинаковые исходные данные режимов испытаний при максимальном износе  $\Delta h = 1$  мм:  $r = 25$  мм,  $H_k = 10$  мм,  $F = 200$  Н,  $n = 100$  об/мин,  $t = 10$  мин. Поэтому для всех моделей получена одинаковая линейная износостойкость  $\varepsilon_L = 2\pi rnt/10^6 \Delta h = 0,16$  км/мм (см. таблицу).

Модель	$\varepsilon_L$ , км/мм	$s$ , мм <sup>2</sup>	$P$ , МПа	$\varepsilon_W$ , Н·м/мм <sup>3</sup>
1, а	0,16	196,35	1,02	160
1, б	0,16	196,35	1,02	160
1, в	0,16	785,4	0,25	40
1, г	0,16	1570,8	0,13	20
2, а	0,16	173,21	1,15	181,38

Основное различие результатов расчета давления  $P$  и объемной износостойкости  $\varepsilon_W$  связано с разными способами оценки площади пятна контакта  $s$ . Эта величина для модели 1,  $a$  условно принята равной площади контакта в модели 1,  $b$ . При круглом сечении пальца 2 (см. рис. 1,  $a$ ) его диаметр составит  $D = \sqrt{4s/\pi} = \sqrt{4 \cdot 196,35/\pi} = 15,8$  мм.

Отметим, что ширина стандартной округлой колодки (см. рис. 1,  $b$ ) составляет 19,6 мм при радиусе диска 25 мм, а длина хорды сектора врезания диска (в течение 10 мин) при  $\Delta h = 1$  мм равна  $L = \sqrt{\Delta h \cdot 12r} = \sqrt{1 \cdot 12 \cdot 25} = 17,32$  мм для модели 2,  $a$ , что обеспечивает близкие значения пятна контакта  $s$ , давления  $P$  и объемной износостойкости  $\varepsilon_W$  моделей 1,  $a$ , 1,  $b$  и 2,  $a$ . Модели 1,  $b$  и 1,  $c$  имеют значительно большие площади пятен контакта  $s = \pi r H_k = 785,4$  мм<sup>2</sup> и  $s = 2\pi r H_k = 1570,8$  мм<sup>2</sup>, что обуславливает малые значения  $\varepsilon_W$  — 40 и 20 Н·м/мм<sup>3</sup> соответственно. Это в 4—8 раз меньше значения  $\varepsilon_W$ , равного 160 и 180 Н·м/мм<sup>3</sup>, для моделей 1,  $a$ , 1,  $b$  и 2,  $a$ .

Таким образом, выполнено корректное обоснование метода, характеризующего естественную взаимосвязь объемной и линейной износостойкости с учетом давления на образец при трибологических испытаниях. Универсальность этого метода подтверждена расчетом износостойкости материалов при испытаниях любых моделей пар трения как при постоянном, так и при переменном давлении, включая модель типа „block-on-ring“. Большое практическое значение этот метод имеет, например, для оценки линейной износостойкости материала в случае применения весового способа оценки массы продуктов износа. Предложенный алгоритм расчета позволяет упрощенно перейти к оценке линейной износостойкости испытуемых материалов, что может облегчить сравнительную оценку результатов триботехнических испытаний, проведенных на различном оборудовании по стандарту для линейной износостойкости (ГОСТ 23.001-2004).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хрущов М. М., Беркович Е. С. Определение износа деталей машин методом искусственных баз. М.: Изд-во Академии наук, 1959. 217 с.
2. Мусалимов В. М., Валетов В. А. Динамика фрикционного взаимодействия. СПб: СПбГУ ИТМО, 2006. 191 с.
3. Standard Test Method for Ranking Resistance of Materials to Sliding Wear Using Block-on-Ring Wear Test, norm G77 – 05 (Reapproved 2010). ASTM International, United States.
4. Ефремов Л. В., Тикалов А. В. Алгоритмы оценки линейной, объемной (весовой) интенсивности изнашивания материалов на машине трения // Изв. вузов. Приборостроение. 2020. Т. 63, № 4. С. 293—301.
5. Ефремов Л. В., Тикалов А. В. Моделирование взаимосвязи твердости и износостойкости материалов при их сравнительном тестировании методом „block-on-ring“ // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2021. Т. 21, № 2. С. 297—302. DOI:10.17586/2226-1494-2021-21-2-297-302.
6. Development of a method for testing the wear resistance of friction pairs based on the synthesis of the method of M. V. Lomonosov with the improved method of artificial bases // R. V. Davydov, A. V. Tkalov, S. G. Chulkin, A. D. Breki, L. B. Efremov, V. Yu. Rud, N. N. Bykova, L. R. Valiullin // J. of Physics: Conf. Series. 2021. DOI:10.1088/1742-6596/1942/1/012058.

#### Сведения об авторах

- Леонид Владимирович Ефремов** — д-р техн. наук, профессор; Институт проблем машиноведения РАН, кафедра трения и износа; гл. научный сотрудник;  
E-mail: levlefr@mail.ru
- Андрей Владимирович Тикалов** — аспирант; Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, кафедра машиноведения и основ конструирования;  
E-mail: tikalov2010@mail.ru

Поступила в редакцию 03.08.2021; одобрена после рецензирования 30.08.2021; принята к публикации 02.12.2021.

## REFERENCES

1. Khrushchov M.M., Berkovich E.S. *Opredeleniye iznosa detaley mashin metodom iskusstvennykh baz* (Determination of Wear of Machine Parts by the Method of Artificial Bases), Moscow, 1959, 217 p. (in Russ.)
2. Musalimov V.M., Valetov V.A. *Dinamika friktsionnogo vzaimodeystviya* (Dynamics of Frictional Interaction), St. Petersburg, 2006, 191 p. (in Russ.)
3. *Standard Test Method for Ranking resistance of Materials to Sliding Wear Using Block-on-ring Wear Test, norm G77 – 05 (Reapproved 2010)*, ASTM International, United States.
4. Efremov L.V., Tikalov A.V. *Journal of Instrument Engineering*, 2020, no. 4(63), pp. 293–301. (in Russ.)
5. Efremov L.V., Tikalov A.V. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2021, no. 2(21), pp. 297–302, DOI:10.17586/2226-1494-2021-21-2-297-302. (in Russ.)
6. Davydov R.V., Tikalov A.V., Chulkin S.G., Breki A.D., Efremov L.B., Rud V.Yu., Bykova N.N., Valiullin L.R. *NMAT 2020 IOP Publishing Journal of Physics: Conference Series*, 2021, vol. 1942, pp. 012058, DOI:10.1088/1742-6596/1942/1/012058.

**Data on authors**

- Leonid V. Efremov** — Dr. Sci., Professor; Institute for Problems in Mechanical Engineering of the RAS, Laboratory of Friction and Wear; Chief Researcher; E-mail: levlefr@mail.ru
- Andrey V. Tikalov** — Post-Graduate Student; Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Department of Mechanical Engineering and Design Basics; E-mail: tikalov2010@mail.ru

Received 03.08.2021; approved after reviewing 30.08.2021; accepted for publication 02.12.2021.

**ПОИСК МЕСТОРОЖДЕНИЙ-АНАЛОГОВ  
НА ОСНОВЕ КЛАСТЕРИЗАЦИИ БАЙЕСОВСКИХ СЕТЕЙ**

А. К. БЕЗБОРОДОВ\*, И. Ю. ДЕЕВА

*Университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия*  
\* *akbezborodov@itmo.ru*

**Аннотация.** Предложен алгоритм, разработанный для поиска нефтегазовых месторождений-аналогов, основанный на кластеризации байесовских сетей, построенных на параметрах месторождений. С помощью байесовских сетей возможно эффективно представить нефтегазовые месторождения в виде многомерного распределения с учетом сложных взаимосвязей между параметрами. Для каждого из месторождений в производственной базе данных строилась байесовская сеть на выборке из ближайших его соседей, полученных с использованием метрики косинусного расстояния. Кластеризация построенных на выборках месторождений сетей производится путем сравнения метрики расстояния Хэмминга между вытянутыми в одномерный вектор матрицами смежности. Произведен сравнительный анализ разработанного подхода и других методов поиска аналогов на основе методов машинного обучения. Приведены результаты оценки работы алгоритма, подтверждающие, что моделирование и поиск аналогов с помощью байесовских сетей является более комплексным решением задачи. Точность восстановления пропущенных значений для большинства параметров с помощью разработанного алгоритма оказалась выше, чем в существующих классических алгоритмах кластеризации.

**Ключевые слова:** нефтегазовые месторождения, месторождения-аналоги, поиск параметров, кластеризация, геологические параметры, байесовские сети

**Ссылка для цитирования:** Безбородов А. К., Деева И. Ю. Поиск месторождений-аналогов на основе кластеризации байесовских сетей // Изв. вузов. Приборостроение. 2022. Т. 65, № 1. С. 64—72. DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-64-72.

**SEARCH FOR ANALOGUE DEPOSITS BASED ON BAYESIAN NETWORKS CLUSTERING**

A. K. Bezborodov\*, I. Yu. Deeva

*ITMO University, St. Petersburg, Russia*  
\* *akbezborodov@itmo.ru*

**Abstract.** An algorithm is developed to search for oil and gas deposits-analogues, based on clustering of Bayesian networks, built on parameters of the known deposits. Using Bayesian networks, it is possible to effectively represent oil and gas fields in the form of multivariate distributions, accounting for the complex relationships between the parameters. For each of the deposits in the database, a Bayesian network was built on a sample of its nearest neighbors obtained using the cosine distance metric. Clustering of the Bayesian networks built on the samples is performed by comparing the Hamming distance metric between adjacency matrices stretched into a one-dimensional vector. The developed approach is compared to other analogue search methods based on machine learning. Results of evaluation of the algorithm performance are presented, confirming that modeling and searching for analogues using Bayesian networks is a more comprehensive solution to the problem. The accuracy of restoring missing values for most parameters using the developed algorithm turned out to be higher than in existing classical clustering algorithms.

**Keywords:** oil and gas deposits, analogue deposits, parameter search, clustering, geological parameters, Bayesian networks

**For citation:** Bezborodov A. K., Deeva I. Yu. Search for analogue deposits based on Bayesian networks clustering. *Journal of Instrument Engineering*. 2022. Vol. 65, N 1. P. 64—72 (in Russian). DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-64-72.

**Введение.** В нефтегазовой отрасли достаточно типичными являются сценарии, в которых информация о некоторых параметрах исследуемого месторождения отсутствует или ограничена. Отсутствие данных о ключевых параметрах залежей может отрицательно сказаться

на производственном процессе добычи и разведки полезных ресурсов, что впоследствии может привести к принятию экономически необоснованных решений [1]. В связи с большой стоимостью и продолжительностью разведочных бурений возникает необходимость теоретической оценки недостающих параметров нефтегазовых залежей. Одним из важнейших способов, позволяющим произвести моделирование параметров нефтегазовых месторождений, является оценка на основе месторождений-аналогов [2, 3].

Месторождение можно считать аналогом, если оно совпадает или является схожим с рассматриваемым объектом по некоторым известным геологическим параметрам обеих залежей. Такое сходство позволяет сделать вывод, что и остальные характеристики будут аналогичны параметрам месторождения, в котором они неизвестны, что, в свою очередь, позволяет, например, произвести оценку пропусков в данных, полученных с месторождений-аналогов [3].

Следует отметить, что совокупность геологических параметров месторождения представляет собой многомерное распределение, содержащее как дискретные, так и непрерывные переменные. Определение типа зависимостей между данными имеет важное значение, так как применение классических совместных моделей распределения с использованием принципа корреляции может оказаться невозможным в случае, если зависимости не линейны, что характерно для геологических и геометрических признаков. Дополнительным преимуществом при выборе оптимального подхода является минимальное использование экспертных знаний, а в идеальном случае и полный отказ от них. В связи с этим поиск месторождений-аналогов является достаточно нетривиальной задачей, для которой на данный момент не существует общепринятого решения [4].

Нефтегазовая отрасль в России является одним из наиболее приоритетных направлений по применению современных научных методов анализа данных и технологий машинного обучения. В работе [1] наглядно показано, насколько использование предиктивной аналитики в задаче поиска аналогов месторождений позволяет оптимизировать расходы и спрогнозировать эффективность разработки новых залежей. Отечественными авторами был также разработан ряд методик по поиску аналогов на основе применения экспертных знаний.

Подходы, основанные на привлечении экспертных знаний, являются наиболее простым методом по поиску аналогов с точки зрения времени и трудозатрат. В [4] показан способ поиска аналогов с применением нескольких фильтров — параметров, важнейшим из которых является расстояние до текущей области. Метод поиска месторождений-аналогов с использованием экспертных знаний может быть улучшен путем применения метода аналогий, для которого требуется обширная производственная база данных месторождений [5, 6]. Для более точного определения неизвестных параметров исследуемой залежи предлагается предварительная обработка базы данных с разделением признаков на качественные и количественные. С использованием подобной группировки параметров появляется возможность создания списка месторождений, близких к рассматриваемому в первую очередь по выбранным экспертом параметрам. Основываясь на их сходстве, можно создать кластер потенциальных аналогов, в котором месторождения будут ранжированы в зависимости от сходства ключевых количественных признаков [6].

Подходы с приоритетным использованием экспертных знаний позволяют получить быструю оценку экспертом за короткое время, однако не гарантируют точность результатов и обычно применяются в сжатые сроки в отсутствие более надежного метода оценки неизвестных параметров. Другой недостаток таких методов — отсутствие информации о значимости или информативности пропущенных параметров. Не удается и характеризовать зависимости между параметрами, так как выставление весовых коэффициентов значимости переменных в процессе поиска аналогов экспертом является субъективной оценкой. Исходя из этого требуется рассмотреть более комплексные подходы к поиску аналогов, включающие в себя анализ многомерного распределения с учетом возможных связей между переменными.

В настоящее время активно используются подходы, основанные на использовании технологий машинного обучения. В частности, возможно применение различных алгоритмов кластеризации в целях получения групп аналогов, обладающих схожими свойствами. В геологической отрасли для моделирования различных процессов наиболее часто применяют иерархическую агломеративную кластеризацию и кластеризацию методом  $k$ -средних [7, 8].

В работах [9, 10] используется иерархическая кластеризация применительно к решению задачи по поиску аналогов месторождений. После предобработки исходных данных выполняется снижение их размерности с применением метода главных компонент. Далее выполняется обучение модели, в результате которого исходная база данных разделяется на группы месторождений со схожими свойствами.

Метод  $k$ -средних, с помощью которого возможно выделять кластер с аналогами месторождений, рассматривается в работе [11], где предлагается использовать данный вид кластеризации, предварительно снизив размерность исходной базы данных методом главных компонент. Затем для оценки качества полученных кластеров с аналогами предлагается использовать регрессионные модели.

Однако следует отметить, что указанные подходы имеют некоторые недостатки. Оба вида кластеризации оказываются достаточно чувствительными ко входным данным большой размерности. Снижение размерности входных данных может привести к потерям исходной информации. Другой недостаток — сложность применения таких подходов в задачах, где требуется восстановить один или несколько параметров исследуемого месторождения. Месторождение, часть параметров которого пропущена, не может участвовать в процессе обучения модели, что требует дополнительной обработки при определении его кластера.

Таким образом, предлагаемый алгоритм должен эффективно работать как с непрерывными, так и дискретными параметрами требуемой размерности. Необходимо найти наиболее подходящий способ определения качества выявленных аналогов в кластерах. Следует принимать во внимание интерпретируемость итоговой модели и вовлеченность экспертных знаний.

Исходя из предъявленных требований, был сделан выбор в пользу реализации с применением технологий машинного обучения, таких как байесовские сети [12], которые позволяют при средней вычислительной сложности и незначительном применении экспертных знаний получить хорошую интерпретируемость обученной модели, способной работать с пропусками. Графическая структура байесовской сети позволяет наглядно продемонстрировать возникающие сложные взаимосвязи между исследуемыми параметрами. С помощью формирования условных распределений вероятностей в узлах сети появляется возможность не только оценивать неизвестные переменные, но и выполнять поиск аномальных значений и проводить анализ достоверности и информативности полученных данных.

Байесовские сети эффективно применяются в геологической отрасли для моделирования параметров с целью оценки возникающих неопределенностей [13—15]. В [13] с помощью байесовской сети для оценки расположения нефтегазовых месторождений выполнены прогнозы пространственного распределения ресурсов, таких как скопления углеводородов. В [14] байесовские сети применяются для анализа неопределенностей и построения процесса принятия решений при геологическом анализе месторождений. Сеть обучается с помощью нескольких известных сценариев моделирования бассейновых и нефтяных систем для различных геологических сценариев. В дальнейшем обученная сеть может использоваться для проверки сценариев принятия решений и выполнения анализа ценности информации.

Анализ и тестирование предлагаемого алгоритма производились на производственной базе данных, содержащей 442 месторождения, в которых не было пропущенных параметров. Для итоговой реализации был сделан выбор в пользу 12 параметров, наиболее точно характеризующих внутренний состав нефтегазовых месторождений.

**Байесовские сети.** Байесовская сеть является графической вероятностной моделью, представляющей собой ориентированный ациклический граф. Байесовская сеть позволяет наглядным образом представить сложные взаимосвязи между параметрами путем отображения переменных в вершинах графа и демонстрации с помощью ребер их вероятностных зависимостей по теореме Байеса. Основа данного метода — байесовский подход к определению вероятностей, позволяющий найти вероятность некоторого события при условии, что произошли другие, статистически взаимозависимые с ним события [12].

В случае если две переменные, находящиеся в вершинах графа, являются взаимосвязанными, то параметр, от вероятностного распределения которого зависит значение второй переменной, называется родителем. В свою очередь, зависимый параметр, к которому направлено ребро графа, называется потомком. При обозначении множества вершин, являющихся родителями вершины  $B_i$ , как  $\text{parents}(B_i) = PX_i$ , направленный ациклический граф является байесовской сетью, если каждой из случайных переменных ставится в соответствие одна из вершин графа, а для ребер графа выполняется следующее условие: каждая из переменных в графе условно независима от всех вершин, не являющихся ее родителями. Таким образом, можно представить полное распределение всей байесовской сети путем факторизации всех локальных произведений родителей и их потомков [12]:

$$P(X_1, \dots, X_n) = \prod_{i=1}^n P(X_i | \text{parents}(X_i)).$$

Для моделирования многомерного распределения случайных величин с использованием байесовских сетей необходимо выполнить две задачи:

- произвести обучение структуры самой сети;
- произвести обучение условных распределений в узлах сети.

Применительно к задаче кластеризации сетей для получения месторождений-аналогов производить обучение условных распределений параметров в узлах сети не требуется. Достаточно сформировать граф, в котором при анализе выборки месторождений в качестве узлов будут выступать рассматриваемые параметры, а ребра графа, сформированные в результате обучения сети, будут соответствовать установленным взаимосвязям между параметрами.

С помощью разработанного алгоритма выполнялось построение байесовских сетей с K2 score-функцией методом Hill-Climbing [14]. Данный алгоритм поиска оптимальной структуры сети состоит из нескольких последовательных шагов.

*Шаг 1.* Добавление ребра между каждой из пар вершин с изменением направления.

*Шаг 2.* Вычисление score-функции нового графа.

*Шаг 3.* Если полученное значение score-функции оказывается точнее, чем на шагах 1, 2, реализованных итеративно, то данная структура принимается за основную.

*Шаг 4.* Остановка алгоритма, когда значение score-функции перестает изменяться.

Выбранная score-функция имеет следующий вид:

$$\ln P(D : G) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{q_i} \left( \ln \frac{\Gamma \left( \sum_{s=1}^{r_i} \alpha_{i,j,s} \right)}{\Gamma \left( \sum_{s=1}^{r_i} (N_{i,j,s} + \alpha_{i,j,s}) \right)} + \sum_{s=1}^{r_i} \ln \frac{\Gamma(N_{i,j,s} + \alpha_{i,j,s})}{\Gamma(\alpha_{i,j,s})} \right),$$

где  $G$  — структура графа байесовской сети;  $D$  — данные, на которых производится обучение сети;  $\Gamma$  — гамма-распределение;  $\alpha_{i,j,s}$  — параметры распределения Дирихле (для K2  $\alpha_{i,j,s} = 1$ );  $i$  — порядковый номер вершины;  $n$  — количество вершин;  $j$  — порядковый номер вершины-родителя;  $q_i$  — количество возможных значений родителей;  $r_i$  — количество

значений переменной  $i$ ;  $N_{i,j,s}$  — число строк в данных, для которых  $i$ -я вершина  $s$ -ми родителями принимает значение  $k$ .

**Кластеризация байесовских сетей.** В предложенном алгоритме для каждого из месторождений в базе данных определяются 50 его ближайших соседей с использованием метрики косинусного расстояния:

$$D_{\cos} = 1 - \frac{uv}{\|u\|_2 \|v\|_2},$$

где  $u$  и  $v$  соответствуют одномерным численным векторам параметров двух месторождений.

Дополнительные исследования были проведены при формировании ближайших соседей месторождений с помощью метрики расстояния Гауэра [16]:

$$D_{\text{Gower}} = \frac{1}{m} \sum_{f=1}^m ps_{ql}^{(f)};$$

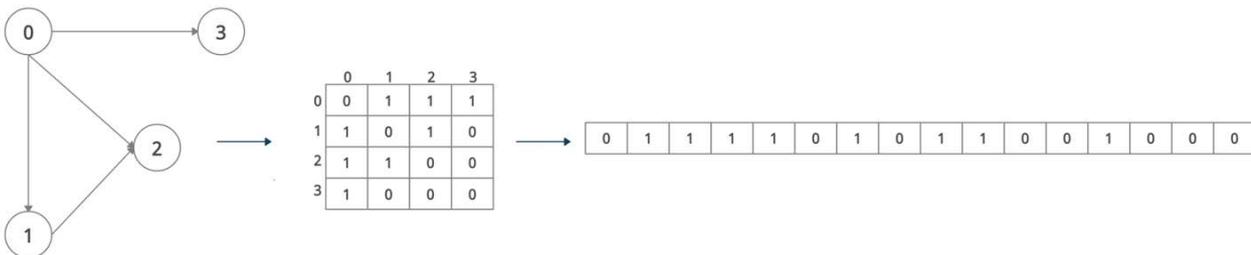
$$ps_{ql}^{(f)} = 1 - \frac{|x_{qf} - x_{lf}|}{R_f};$$

$$R_f = \max f - \min f,$$

где  $m$  — общее число признаков, а  $ps_{ql}$  соответствует частному сходству для конкретного признака  $f$  между двумя наблюдениями  $q$  и  $l$ ; для непрерывных параметров данное сходство пропорционально разности значений  $x_{qf}$  и  $x_{lf}$  в конкретном признаке  $f$ , деленной на общий диапазон признака  $R_f$ ; в случае категориальных параметров сходство равно единице, если две категории совпадают, и равно нулю в противоположном случае.

Использование метрики косинусного расстояния позволило получить наилучшие результаты при исследовании качества сформированных аналогов. На полученных выборках, в состав которых входят исследуемое месторождение и его соседи, строится байесовская сеть с K2 score-функцией методом Hill-Climbing.

Таким образом, формируются  $M$  сетей в виде направленных графов, где  $M$  соответствует числу месторождений в базе данных. Первоначальные этапы обработки полученных результатов обучения для дальнейшей кластеризации данных графовых структур представлены на рисунке.



Согласно рисунку, на первом этапе для каждого месторождения имеется построенный направленный граф, характеризующий взаимосвязи между параметрами. Далее на основе структуры графа для каждой из сетей формируется матрица смежности, которая затем вытягивается в одномерный вектор.

Определение близости построенных сетей выполняется путем сравнения текущего вектора со всеми векторами, соответствующими остальным месторождениям, с помощью метрики расстояния Хэмминга:

$$D_H = \sum_{i=1}^k |x_i \oplus y_i|,$$

где для двух булевых векторов  $x$  и  $y$  для каждого из значений поэлементно вычисляется логическая операция XOR, а затем полученное число единиц суммируется для итогового результата.

С помощью данной метрики появляется возможность определить число позиций, в которых соответствующие символы двух строк отличаются друг от друга. Таким образом, на основе данного сравнения матриц смежности, соответствующих обученным графовым структурам, возможно численно охарактеризовать, насколько построенные на выборках сети близки друг к другу. Определив расстояния Хэмминга от каждого месторождения относительно всех остальных залежей, можно сформировать матрицу близости построенных сетей, строки которой характеризуют, насколько схожи текущие месторождения с остальными.

Для получения итоговых кластеров с аналогами выполняется кластеризация строк полученной матрицы методом  $k$ -средних [17]. Таким образом, удается сформировать группы, в которых месторождения являются схожими, на основе полученных байесовских сетей на выборках месторождений.

Для определения кластеров аналогов всех месторождений в базе данных рассмотренным способом требуется выполнить следующие шаги:

- 1) определение для каждого из месторождений 50 его ближайших соседей с использованием метрик расстояния;
- 2) построение байесовских сетей на полученных подвыборках;
- 3) сохранение сформированных графовых структур в виде матриц смежности, вытянутых в одномерный вектор;
- 4) определение для каждого из векторов расстояния до остальных векторов с помощью метрики расстояния Хэмминга;
- 5) кластеризация строк полученной матрицы расстояний, формирование кластеров.

**Модели для оценки качества аналогов.** Для определения точности произведенной кластеризации применение классических регрессионных моделей для восстановления параметров неприемлемо в связи с их большой чувствительностью к размеру тренировочной выборки. Для данной задачи в целях определения, насколько правильно произведена кластеризация, выполняется следующая оценка точности параметров в рамках кластеров:

- среднее значение параметра по кластеру для непрерывных параметров;
- наиболее часто встречающаяся категория по кластеру для дискретных параметров.

Применительно к данной задаче для каждого параметра каждого из месторождений в кластерах выполнялось заполнение параметра указанными способами в зависимости от типа параметра. Необходимо отметить, что данный способ не характеризует точность восстановления параметров, а является сравнительной проверкой того, насколько правильно выполнена произведенная кластеризация по сравнению с другими методами поиска аналогов.

В качестве метрики для оценки точности произведенного заполнения для непрерывных параметров используется среднеквадратическая ошибка (СКО) [18], а для дискретных параметров — средний показатель точности (Mean Accuracy Score) в рамках кластера (доля правильно заполненных категорий по отношению к общему числу месторождений в кластере).

**Результаты.** Полученные результаты предсказаний пропусков для дискретных параметрах представлены в табл. 1, а для непрерывных параметров — в табл. 2. Сравнение производилось с аналогичным заполнением параметров в рамках всей базы данных без кластеров, а также с использованием модели, представленной в [10], где для формирования кластеров применены метод главных компонент и кластеризация методом  $k$ -средних.

Таблица 1

Параметр	Точность (по всей базе данных)	Точность (СКО + кластеризация k-средних — 5 кластеров)	Точность (кластеризация байесовских сетей — 5 кластеров)	
			$D_{\cos}$	$D_{Gower}$
Литология коллектора	0,56	0,56	<b>0,58</b>	0,56
Тектонический режим	0,48	0,5	<b>0,51</b>	0,5
Тип углеводородов	0,76	<b>0,76</b>	<b>0,76</b>	0,76
Структурная принадлежность	0,28	<b>0,31</b>	0,31	<b>0,34</b>
Геосистема образования резервуара	0,27	0,28	<b>0,35</b>	0,29
Массив отложений, заполняющих бассейн	0,35	0,35	<b>0,4</b>	0,32
Тип ловушки	0,47	0,47	<b>0,48</b>	0,47

Таблица 2

Параметр	Точность (по всей базе данных)	Точность (СКО + кластеризация k-средних — 5 кластеров)	Точность (кластеризация байесовских сетей — 5 кластеров)	
			$D_{\cos}$	$D_{Gower}$
Пористость	7,64	6,71	<b>6,7</b>	7,61
Глубина кровли резервуара	1115,7	<b>512,22</b>	969,63	1112,26
Общая толщина резервуара	448,43	446,87	<b>440,54</b>	441,57
Эффективная толщина коллектора	84,17	83,61	<b>83,29</b>	82,94
Проницаемость	943,16	<b>366,21</b>	881,7	941,26

Анализ табл. 1 показывает, что для всех параметров за исключением структурной принадлежности предложенный алгоритм на основе кластеризации байесовских сетей характеризуется наибольшей точностью восстановления параметров в рамках кластеров по сравнению с другими методами. Согласно табл. 2, предложенный подход показал наилучшие результаты для всех параметров, кроме глубины кровли резервуара и проницаемости. Также следует отметить, что метрика косинусного расстояния является наиболее предпочтительной метрикой близости, которая используется на этапе формирования выборок ближайших месторождений для исследуемой залежи.

**Заключение.** Предложен алгоритм поиска аналогов месторождений на основе кластеризации байесовских сетей. Результаты предсказаний пропущенных параметров в рамках кластеров оказались точнее предсказаний, выполненных на основе всей базы данных, что говорит об эффективности проведенной кластеризации. Результаты предсказаний категориальных и большинства непрерывных параметров оказались наилучшими для кластеризации байесовских сетей предложенным методом с использованием метрики косинусного расстояния. Результаты, полученные с наименьшей точностью для параметров глубины кровли резервуара и проницаемости, могут быть связаны с достаточно сложным распределением значений

этих параметров в базе данных. Дальнейшее усовершенствование предложенного алгоритма может быть направлено на исследование других методов кластеризации графовых структур.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Popova O.* Analogy in the World of Geological Uncertainties, or How Reservoir Analogs May Refine Your Probabilistic Geomodel // SPE Annual Caspian Techn. Conf. and Exhibition, Astana, Kazakhstan, 31 Oct. — 1 Nov. 2018. P. 1—13. DOI: 10.2118/192551-MS.
2. *Neves L., Ferreira C., Vesely F.* Facies, petrophysical and geochemical properties of gravity-flow deposits in reservoir analogs from the Itararé Group (late Carboniferous), Paraná Basin, Brazil // Marine and Petroleum Geology. 2019. Vol. 110. P. 717—736. DOI: 10.1016/j.marpetgeo.2019.07.038.
3. *Olivo M.* et al. Characterizing scales of sedimentary heterogeneity in a fluvial—estuarine reservoir analog: An example from the Mulichinco Formation, Neuquén Basin, Argentina // Marine and Petroleum Geology. 2020. Vol. 121. DOI: 10.1016/j.marpetgeo.2020.104604.
4. *Voskresenskiy A.* et al. Variations in ranked list of reservoir analogs as an effect of search preferences // Geosciences: Converting Knowledge into Resources, Saint-Petersburg, Russia, 6 — 9 Apr. 2018. P. 1—5. (Conf. Proc.) DOI: 10.3997/2214-4609.202053163.
5. *Вологин И. С., Исламов Р. Р., Нигматуллин Ф. Н., Харисова А. В., Лознюк О. А.* Методика выбора объекта-аналога для нефтегазовой залежи по геолого-физическим характеристикам // Нефтяное хозяйство. 2019. № 12. С. 124—127.
6. *Поднебесных А. В., Хафизов А. Р.* Методика экспресс-оценки выбора объекта-аналога для залежей углеводородного сырья на основе их геологических признаков // Проблемы сбора, подготовки и транспорта нефти и нефтепродуктов. 2019. № 3. С. 9—18.
7. *Dumont M., Reninger P., Pryet A., Martelet G., Aunay B., Join J.* Agglomerative hierarchical clustering of airborne electromagnetic data for multi-scale geological studies // J. of Applied Geophysics. 2018. Vol. 157. P. 1—9. DOI: 10.1016/j.jappgeo.2018.06.020.
8. *Ren Z., Sun L., Zhai Q.* Improved k-means and spectral matching for hyperspectral mineral mapping // Intern. Journal of Applied Earth Observation and Geoinformation. 2020. Vol. 91. P. 1—12. DOI: 10.1016/j.jag.2020.102154.
9. *Rodríguez H. M.* et al. New Approach to Identify Analogue Reservoirs // SPE Economics and Management, New Orleans, Louisiana, USA, 30 Sept. — 2 Oct. 2013. P. 1—17. DOI: 10.2118/166449-MS.
10. *Da Gama e Silva R.* et al. Sensitivity analysis in a machine learning methodology for reservoir analogues // Rio Oil & Gas Expo and Conf., Rio de Janeiro, Brazil, 24 — 27 Sept. 2018. P. 1—9.
11. *Безбородов А. К., Деева И. Ю.* Алгоритм поиска месторождений-аналогов на основе методов машинного обучения // Альманах научных работ молодых ученых Университета ИТМО. СПб: НИУ ИТМО, 2021. С. 1—6.
12. *Jensen F. V.* Bayesian Networks and Decision Graphs. Springer, 2007. 448 p. DOI: 10.1007/978-0-387-68282-2.
13. *Martinelli G., Eidsvik J., Sinding-Larsen R., Rekstad S., Mukerji T.* Building Bayesian networks from basin-modelling scenarios for improved geological decision making // Petroleum Geoscience. 2013. Vol. 19, N 3. P. 289—304. DOI: 10.1144/petgeo2012-057.
14. *Scutari M.* et al. Who Learns Better Bayesian Network Structures: Accuracy and Speed of Structure Learning Algorithms // Intern. Journal of Approximate Reasoning. 2019. Vol. 115. P. 235—253. DOI: 10.1016/j.ijar.2019.10.003.
15. *Zhang L., Li D., Tang X., Cao Z., Phoon K.* Bayesian model comparison and characterization of bivariate distribution for shear strength parameters of soil // Computers and Geotechnics. 2018. Vol. 95. P. 110—118. DOI: 10.1016/j.compgeo.2017.10.003.
16. *Gower J.* A General Coefficient of Similarity and Some of Its Properties // Biometrics. 1971. Vol. 27, N 4. P. 857—871.
17. *Steinhaus H.* Sur la division des corps matériels en parties // Bull. Acad. Polon. Sci. 1956. P. 801—804.
18. *Hyndman R. J., Koehler A. B.* Another look at measures of forecast accuracy // Intern. Journal of Forecasting. 2006. Vol. 22, N 4. P. 679—688. DOI: 10.1016/j.ijforecast.2006.03.001.

- Андрей Константинович Безбородов** — *Сведения об авторах*  
— студент; Университет ИТМО, факультет цифровых трансформаций; E-mail: akbezborodov@itmo.ru
- Ирина Юрьевна Деева** — аспирант; Университет ИТМО, факультет цифровых трансформаций; E-mail: ideeva@itmo.ru

Поступила в редакцию 19.07.2021; одобрена после рецензирования 22.09.2021; принята к публикации 02.12.2021.

#### REFERENCES

1. Popova O. *SPE Annual Caspian Technical Conference and Exhibition*, Astana, Kazakhstan, 31 Oct.–1 Nov. 2018, pp. 1–13, DOI: 10.2118/192551-MS.
2. Neves L., Ferreira C., Vesely F. *Marine and Petroleum Geology*, 2019, vol. 110, pp. 717–736, DOI: 10.1016/j.marpetgeo.2019.07.038.
3. Olivo M. et al. *Marine and Petroleum Geology*, 2020, vol. 121, DOI: 10.1016/j.marpetgeo.2020.104604.
4. Voskresenskiy A. et al. *Geosciences: Converting Knowledge into Resources*, Saint-Petersburg, Russia, 6–9 Apr. 2018, pp. 1–5, DOI: 10.3997/2214-4609.202053163.
5. Vologin I.S., Islamov R.R., Nigmatullin F.N., Kharisova A.V., Loznyuk O.A. *Oil Industry*, 2019, no. 12, pp. 124–127. (in Russ.)
6. Podnebesnykh A.V., Khafizov A.R. *Problemy sbora, podgotovki i transporta nefti i nefteproduktov*, 2019, no. 3, pp. 9–18. (in Russ.)
7. Dumont M., Reninger P., Pryet A., Martelet G., Aunay B., Join J. *Journal of Applied Geophysics*, 2018, vol. 157, pp. 1–9, DOI: 10.1016/j.jappgeo.2018.06.020.
8. Ren Z., Sun L., Zhai Q. *International Journal of Applied Earth Observation and Geoinformation*, 2020, vol. 91, pp. 1–12, DOI: 10.1016/j.jag.2020.102154.
9. Rodríguez M.H. et al. *SPE Economics and Management*, New Orleans, Louisiana, USA, 30 Sep.–2 Oct. 2013, pp. 1–17, DOI: 10.2118/166449-MS.
10. Da Gama e Silva R. et al. *Rio Oil & Gas Expo and Conference*, Rio de Janeiro, Brazil, 24–27 Sep. 2018, pp. 1–9.
11. Bezborodov A.K., Deeva I.Yu. *Almanac of scientific works of young scientists of ITMO University*, 2021, pp. 1–6. (in Russ.)
12. Jensen Finn V. *Bayesian Networks and Decision Graphs*, Springer, 2001, 448 p., DOI: 10.1007/978-0-387-68282-2.
13. Martinelli G., Eidsvik J., Sinding-Larsen R., Rekstad S., Mukerji T. *Petroleum Geoscience*, 2013, no. 3(19), pp. 289–304, DOI: 10.1144/petgeo2012-057.
14. Scutari M. et al. *International Journal of Approximate Reasoning*, 2019, vol. 115, pp. 235–253, DOI: 10.1016/j.ijar.2019.10.003.
15. Zhang L., Li D., Tang X., Cao Z., Phoon K. *Computers and Geotechnics*, 2018, vol. 95, pp. 110–118, DOI: 10.1016/j.compgeo.2017.10.003.
16. Gower J. *Biometrics*, 1971, no. 4(27), pp. 857–871.
17. Steinhaus H. *Bull. Acad. Polon. Sci.*, 1956, pp. 801–804.
18. Hyndman R.J., Koehler A.B. *International Journal of Forecasting*, 2006, no. 4(22), pp. 679–688, DOI: 10.1016/j.ijforecast.2006.03.001.

#### Data on authors

- Andrey K. Bezborodov** — Student; ITMO University, Faculty of Digital Transformation;  
E-mail: akbezborodov@itmo.ru
- Irina Yu. Deeva** — Post-Graduate Student; ITMO University, Faculty of Digital Transformation;  
E-mail: ideeva@itmo.ru

Received 19.07.2021; approved after reviewing 22.09.2021; accepted for publication 02.12.2021.