

**СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ
И ПРИКЛАДНАЯ
ИНФОРМАТИКА**

№ 4, 2020

**SYSTEM ANALYSIS
AND APPLIED
INFORMATION SCIENCE**

No 4, 2020



**Международный
Научно-технический журнал**

Издается с декабря 2012 года

Учредитель

Белорусский национальный
технический университет

Главный редактор

Сергей Васильевич Харитончик

Редакционная коллегия

В. Ф. Голиков (зам. главного редактора),
В. А. Богущ, Т. В. Борботко, В. Б. Байбурин (РФ),
Д. Ю. Большаков (РФ), Л. С. Герасимович, Н. Н. Гурский,
Ю. М. Захарик, И. А. Каляев (РФ), Г. О. Кипиани (Грузия),
Э. Г. Лазаревич, В. А. Липницкий, А. А. Лобатый,
Е. И. Никифорович (Украина),
А. А. Прихожий, Ю. Н. Петренко, В. В. Старовойтов,
П. П. Урбанович, А. Патрин (Польша),
И. А. Сатиков (ответственный секретарь),
Н. Н. Ташатов (Казахстан), А. В. Чигарев, Д. К. Щеглов (РФ)

**International
Science and Technique Journal**

Published since December, 2012

Founder

Belarusian National
Technical University

Editor-in-chief

Sergei V. Kharytonchyk

Editorial board

V. Golikov (deputy editor-in-chief),
V. Bogush, T. Borbotko, V. Baiburin (RF),
D. Bolshakov (RF), N. Gurskiy, L. Gerasimovich,
J. Zaharik, I. Kalyaev, G. Kipiani (Georgia),
E. Lazarevich, V. Lipnitsky, A. Lobaty,
E. Nikiforovich (Ukraine),
A. Prihozhy, Y. Petrenko, V. Starovoytov,
P. Urbanovich, A. Patrin (Poland),
I Satikov (executive secretary), N. Tashchatov
(Kazakhstan), A. Chigarev, D. Shcheglov (RF)

Журнал включен в "Перечень научных изданий Республики Беларусь
для опубликования результатов диссертационных исследований".

Журнал включен в международные каталоги и базы данных:

- ❖ Российский индекс научного цитирования (РИНЦ)
- ❖ Научная электронная библиотека eLIBRARY.RU
- ❖ Электронно-библиотечная система (ЭБС) издательства Лань
- ❖ DOAJ <https://doaj.org/toc/2414-0481>
- ❖ Google Scholar
- ❖ Киберленинка
- ❖ EBSCO
- ❖ BASE Search
- ❖ OpenAIRE
- ❖ WorldCat
- ❖ OpenDOAR
- ❖ ROAR

Ответственный секретарь редакции

Сатиков И. А.

Технический редактор

Хвитько Е. А.

Адрес редакции

ул. Франциска Скорины 25/3, Минск, 220114,
Республика Беларусь
Тел. +375 17 266-26-58
e-mail: ca_pi@bntu.by

Executive secretary of the editorial board

I. Satikov

Technical Editor

E. Khvitsko

Editorial board address

25/3 Franciska Skariny str., Minsk, 220114,
Republic of Belarus
Tel. +375 17 266-26-58
e-mail: ca_pi@bntu.by

Свидетельство о государственной регистрации средства массовой информации № 1540
от 08.06.2012, выданное Министерством информации Республики Беларусь

Подписано в печать 01.07.2020. Формат бумаги 60×84 1/8. Бумага офсетная.

Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 5.93. Уч.-изд. л. 3,13. Тираж 100 экз. Заказ

Отпечатано в БНТУ. ЛП № 02330/74 от 03.03.2014.

220013, г. Минск, пр. Независимости, 65.

СОДЕРЖАНИЕ

УПРАВЛЕНИЕ

ТЕХНИЧЕСКИМИ ОБЪЕКТАМИ

Пантелеев С. В., Малашин А. Н.
Разработка системы релейно-векторного управления для многофазного полупроводникового преобразователя электрической энергии5

Тагиева А. Д.
Разработка модели оптимального управления системы водообеспечения16

ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ
И ПРИНЯТИЕ РЕШЕНИЙ

Заерко Д. В., Липницкий В. А.
Алгоритм весового определения граничных пикселей23

Прихожий А. А., Ждановский А. А.
Генетический алгоритм оптимизации квалификации групп программистов31

Романчук В. М., Гундина М. А.
Стандартный и сингулярный вейвлет-анализ39

Сидоренко А. В., Солодуха Н. А.
Оценка состояния оператора в условиях электромагнитного шумового излучения45

CONTENTS

MANAGEMENT

OF TECHNICAL OBJECTS

Panteleev S. V., Malashin A. N.
Development of a relay-vector control system for a multi-phase semiconductor converter of electric energy4

Taghiyeva A. D.
Development of model of optimal control of water supply system4

DATA PROCESSING
AND DECISION-MAKING

Zaerko D. V., Lipnitski V. A.
Weighted determination algorithm of boundary pixels4

Prihozhy A. A., Zhdanouski A. M.
Genetic algorithm of optimizing the qualification of programmer teams4

Romanchak V., Hundzina M.
Standard and singular wavelet analysis4

Sidorenko A. V., Saladukha M. A.
Evaluation of operator's state under the influence of electromagnetic noise generator4



Уважаемые коллеги, дорогие друзья!

10 декабря 2020 года Белорусскому национальному техническому университету исполняется 100 лет.

Искренне поздравляю вас с этой знаменательной датой и благодарю всех ученых и специалистов за сотрудничество с нашей альма-матер.

За годы становления и развития БНТУ достиг значительных успехов в научно-образовательной и производственно-инновационной деятельности, стал флагманом высшего технического образования Республики Беларусь, признан базовой организацией государств – участников Содружества Независимых Государств по высшему техническому образованию и входит в число лучших инженерно-технических университетов мира. БНТУ на протяжении многих лет занимает лидирующие позиции в мировых рейтингах, укрепляет международное сотрудничество.

Уверен, что наше сотрудничество будет способствовать дальнейшему развитию научно-исследовательского и инженерно-технического образования не только в Республике Беларусь, но и во всем мире!

Примите искренние поздравления с юбилеем Белорусского национального технического университета! Желаю всем здоровья, успехов и удачи во всех начинаниях!

*С уважением,
Ректор Белорусского национального
технического университета,
С. Харитончик*

Dear colleagues and friends!

On December 10, 2020 the Belarusian National Technical University (BNTU) will celebrate its centenary.

On the occasion of this significant date I wish you happy anniversary and express my gratitude to all scientists and specialists who cooperate with our alma mater.

During the years of establishing and development BNTU has achieved significant success in scientific, educational, industrial and innovative activities; it has become the flagship of higher technical education of the Republic of Belarus. Our University is recognized as the basic organization of the Commonwealth of Independent States for higher technical education and it is one of the best engineering and technical universities in the world.

For many years BNTU has been a leader in world rankings and it has also been strengthening international cooperation.

I am confident that our collaboration will contribute to the further development of research and engineering education not only in the Republic of Belarus, but throughout the world.

Please accept my sincere congratulations on the occasion of the centenary of the Belarusian National Technical University! I wish you all health, success and good luck in all your endeavors!

*Yours faithfully,
S. Kharytonchyk
Rector of the Belarusian National
Technical University*

**УПРАВЛЕНИЕ
ТЕХНИЧЕСКИМИ
ОБЪЕКТАМИ**

**MANAGEMENT OF
TECHNICAL OBJECTS**

С. В. ПАНТЕЛЕЕВ, А. Н. МАЛАШИН

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ РЕЛЕЙНО-ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ МНОГОФАЗНОГО ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»

Разработана система релейно-векторного управления током в цепи многофазной электрической машины. Для этого на основе проведенного анализа электромагнитных процессов в многофазном полупроводниковом преобразователе электрической энергии создана его дискретная математическая модель, которая учитывает перераспределение электромагнитной энергии по отдельным пространственным гармоническим составляющим в зависимости от числа фаз. С использованием данной математической модели разработан способ релейного управления пространственными гармоническими составляющими входного тока преобразователя в «трубке». Формирование в каждой из фаз полигармонических токов, сопряженных по форме и фазе с питающим преобразователь напряжением на каждом периоде управления, осуществляется посредством оптимального вектора напряжения полупроводникового коммутатора. Для выбора оптимального управляющего воздействия используется целевая функция минимума отклонения проекций базовых векторов напряжения полупроводникового коммутатора при j -й комбинации состояния ключей от расчетного управляющего воздействия, определенного посредством математической модели. Целевая функция такого вида позволяет учесть различные значения амплитуд базовых векторов напряжения полупроводникового коммутатора в преобразованных ортогональных системах координат. При этом отсутствует необходимость прогнозирования изменения мгновенных значений входного тока на один или два периода вперед, что обеспечено уменьшением количества итераций для определения оптимального управляющего воздействия. Для проверки разработанных положений создана имитационная модель девятифазного полупроводникового преобразователя электрической энергии с системой релейно-векторного управления. Результаты исследования модели подтвердили адекватность разработанных технических решений, применение которых позволит обеспечить наиболее полную реализацию собственных преимуществ многофазной электрической машины в целях общего улучшения массогабаритных и энергетических показателей автономной системы электроснабжения.

Ключевые слова: многофазный преобразователь, дискретная математическая модель, релейно-векторное управление, токовая «трубка», инъекция гармоник.

Введение

Одним из преимуществ многофазных электромеханических преобразователей энергии перед традиционными трехфазными является возможность работы электрической машины в полигармоническом режиме, что позволяет повысить удельную мощность, уменьшить амплитуду и увеличить частоту пульсаций мгновенной мощности (или крутящего момента), снизить потери от высших гармоник поля возбуждения в электрической машине [1–3]. При функционировании многофазной ($m > 3$) электрической машины с полигармонической электродвижущей силой (ЭДС) и полупроводникового преобразователя электрической энергии (ППЭЭ) в автономной системе электроснабжения особую сложность вызывает

решение задачи согласования во временной области ЭДС и тока для получения максимальной активной мощности электрической машины [4–6].

Особенности многофазной электрической машины как объекта управления, в частности увеличение числа фазных электромагнитных переменных и перераспределение электромагнитной энергии по отдельным пространственным гармоническим составляющим, обуславливают особый подход к разработке специальных способов независимого управления пространственными гармоническими составляющими тока в цепи многофазной электрической машины, которые позволят обеспечить формирование в каждой из фаз полигармонических токов, совпадающих по

форме и фазе с питающим преобразователь напряжением [6, 7].

Наиболее распространенным способом управления полупроводниковыми преобразователями, к которым предъявляются требования повышенной устойчивости при динамической нагрузке и переходных режимах работы, является способ релейно-векторного управления (РВУ) [8, 9]. При таком способе регулирования используется математическая модель ППЭЭ для определения мгновенных значений входного тока для всех возможных управляющих воздействий в виде базовых векторов напряжения полупроводникового коммутатора (ПК). Для выбора оптимального управляющего воздействия используется целевая функция минимума отклонения вектора входного тока, определенного посредством математической модели, от заданного на интервале управления вектора входного тока (см. рис. 1).

Проблема использования способа РВУ для многофазных ($m > 3$) систем заключается в том, что целевая функция становится более сложной, чем в трехфазном случае. Это обусловлено увеличением степени свободы полупроводникового преобразователя и необходимостью учитывать отклонение векторов входного тока в $h = (m - 1) / 2$ преобразованных ортогональных системах координат. Также, в трехфазных полупроводниковых преобразователях ($m > 3$) базовые векторы напряжения ПК имеют одинаковые значения амплитуд. Поэтому оптимальное управляющее воздействие может быть определено только по минимуму отклонения аргументов обобщенных векторов напряжения и тока в ППЭЭ, как в [9]. В многофазных полупроводниковых преобразователях ($m > 3$) базовые векторы напряжения ПК имеют различные значения амплитуд в h преобразованных ортогональных системах координат. Поэтому целевая функция должна учитывать проекции вектора отклонения тока на оси систем координат.

При увеличении числа фаз ППЭЭ увеличивается число базовых векторов напряжения полупроводникового коммутатора, что обуславливает значительное увеличение числа необходимых итераций для определения расчетных значений векторов входного тока ППЭЭ и минимального значения целевой функции. При этом повышается вычислительная

нагрузка и уменьшается быстродействие системы управления, что обуславливает задержку реализации управляющего воздействия [5, 8]. Для устранения задержки реализации управляющего воздействия для многофазных ППЭЭ разработаны системы РВУ с прогнозированием изменения мгновенных значений входного тока на один или два периода вперед, практическая реализация которых затруднена [10, 11]. Уменьшение вычислительной нагрузки за счет уменьшения количества учитываемых базовых векторов напряжения ПК недопустимо, поскольку минимизирующий целевую функцию базовый вектор напряжения будет квазиоптимальным [12].

Цель настоящей работы – разработать способ релейно-векторного управления пространственными гармоническими составляющими тока в цепи многофазной электрической машины, который обеспечит формирование в каждой из фаз полигармонических токов, совпадающих по форме и фазе с питающим преобразователь напряжением.

Математическая модель многофазного полупроводникового преобразователя электрической энергии

На рисунке 1 представлена функциональная схема m -фазного ППЭЭ с типовой системой релейно-векторного управления [11]. Полупроводниковый преобразователь состоит из мостового полупроводникового коммутатора, буферных реакторов на входе и буферного сглаживающего конденсатора на выходе полупроводникового преобразователя. Нагрузка имеет линейный характер, что является вполне корректным допущением при достаточной емкости буферного сглаживающего конденсатора. Полупроводниковый коммутатор выполнен на полностью управляемых ключах. Ключи обладают двухсторонней проводимостью тока при подаче включающего сигнала управления, который формируется блоком управления.

Типовая схема РВУ (рис. 1) основана на свойстве ограниченного числа комбинаций состояний силовых ключей полупроводникового коммутатора. В отличие от способов векторного регулирования с ШИМ, где на каждом интервале управления реализуется несколько базовых векторов напряжения ПК, в данном случае на интервале управления реализуется

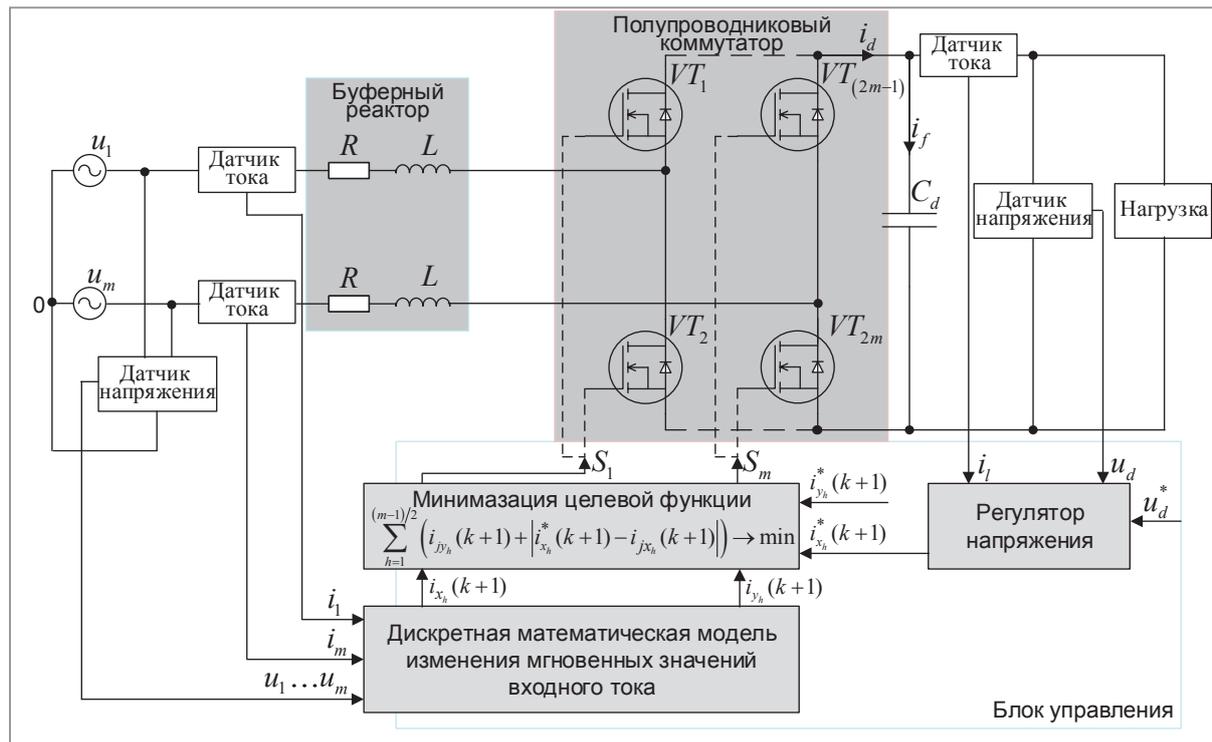


Рис. 1. Функциональная схема m -фазного полупроводникового преобразователя электрической энергии с типовой системой релейно-векторного управления

только один базовый вектор напряжения ПК из числа допустимых, который наилучшим образом удовлетворяет задаче управления [9–11]. Поэтому основой системы релейно-векторного управления ППЭЭ является его математическая модель изменения мгновенных токов для j -й комбинации состояния ключей.

С целью упрощения анализа процессов в электромеханических преобразователях энергии переменного тока широко применяется метод преобразования координат. Широкое распространение при анализе процессов в управляемых полупроводниковых преобразователях переменного тока получила неподвижная декартова система координат $\alpha_h\beta_h$, $h = 1 \dots (m - 1)/2$. Преобразование m -фазной системы координат в систему неподвижных декартовых координат осуществляется из условия инвариантности мощности в исходных и преобразованных системах координат [13]. При этом взаимосвязь номера гармоники ν входного напряжения (тока) ППЭЭ с номером h плоскости ортогональных координат $\alpha_h\beta_h$ определяется выражениями [13]:

$$\begin{aligned} \nu &= 2mk \pm h, k = 0, 1, 2, \dots \text{при } h \text{ нечетном,} \\ \nu &= 2mk \pm (m - h), k = 0, 1, 2, \dots \text{при } h \text{ четном.} \end{aligned} \quad (1)$$

Для описания электромагнитных процессов в m -фазном полупроводниковом преобразователе введены алгебраические векторы-столбцы мгновенных значений сетевых напряжений \bar{U}_h и токов \bar{I}_h , напряжений на силовом входе ПК \bar{U}_{ssh} , дискретных коммутационных переменных S_{ih} для каждой двухмерной ортогональной неподвижной системы координат $\alpha_h\beta_h$. С учетом отсутствия нулевой последовательности в симметричных m -фазных системах векторы для h -й системы координат примут вид

$$\begin{aligned} \bar{U}_h &= [u_{\alpha_h} \quad u_{\beta_h}]^T; \bar{I}_h = [i_{\alpha_h} \quad i_{\beta_h}]^T; \\ \bar{U}_{ssh} &= [u_{ss\alpha_h} \quad u_{ss\beta_h}]^T; \bar{S}_h = [s_{\alpha_h} \quad s_{\beta_h}]^T. \end{aligned} \quad (2)$$

На основе проведенного анализа электромагнитных процессов ППЭЭ [14, 15] непрерывную математическую модель многофазного такого преобразователя при j -й комбинации состояния ключей для каждой двухмерной ортогональной неподвижной системы координат $\alpha_h\beta_h$ можно представить в виде системы уравнений следующим образом:

$$\bar{U}_{h_j} = \bar{U}_{ss_jh} + R\bar{I}_{h_j} + L_h \frac{d\bar{I}_{h_j}}{dt}; \quad (3)$$

$$\bar{U}_{ss,h} = \bar{\Phi}_{jh} u_d; \quad (4)$$

$$\bar{\Phi}_{jh} = \frac{1}{2} T^{-1} M T \bar{S}_{jh}; \quad (5)$$

$$i_d = \frac{m}{2} \sum_{h=1}^{(m-1)/2} \bar{\Phi}_{jh} \bar{I}_{h_j}; \quad (6)$$

$$i_f = C_d \frac{du_d}{dt}, \quad (7)$$

$$i_l = i_d - i_f. \quad (8)$$

где $R = \text{diag}\{r, r, \dots, r\}$ и $L_h = \text{diag}\{l_h, l_h, \dots, l_h\}$ – матрицы (размерностью $m \times m$) активных сопротивлений и индуктивности буферных реакторов; u_d – выходное напряжение ППЭЭ; $\bar{\Phi}_{jh} = [\varphi_{j\alpha_h} \quad \varphi_{j\beta_h}]^T$ – дискретная коммутационная вектор-функция; T – матрица преобразования Кларка [13];

$$M = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} (m-1) & -1 & -1 & \dots & -1 \\ -1 & (m-1) & -1 & \dots & -1 \\ 1 & -1 & (m-1) & \dots & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & (m-1) \end{bmatrix} -$$

матричная константа размерностью $m \times m$; i_d – выходной ток ППЭЭ; i_l – ток нагрузки ППЭЭ; i_f – ток в цепи емкостного фильтра C_d .

Непрерывное дифференциальное уравнение ППЭЭ (3) должно быть дискретизировано для использования в качестве дискретной модели. Дискретизация производится с учетом численного определения производной функции изменения входного тока \bar{I}_{h_j} по выражению:

$$\frac{d}{dt} \bar{I}_h(t) \approx \frac{1}{T_s} [\bar{I}_h(k+1) - \bar{I}_h(k)], \quad (10)$$

где T_s – длительность периода управления.

Дифференциальное уравнение (3), записанное относительно сетевого тока с учетом выражения (10) в дискретном виде примет вид

$$\begin{aligned} \bar{I}_h(k+1) - \bar{I}_h(k) = \\ = \frac{T_s}{L_h} (\bar{U}_h(k) - \bar{U}_{ssh}(k) - R \bar{I}_h(k)), \end{aligned} \quad (11)$$

где $\bar{I}_h(k+1)$ – вектор сетевого тока в начале следующего периода управления для определенного в текущем периоде управляющего воздействия в виде вектора напряжения полупроводникового коммутатора $\bar{U}_{ssh}(k)$.

С учетом того, что целью управления является обеспечение соответствия значений мгновенных токов их заданным значениям в следующем периоде управления $\bar{I}_h^*(k+1) = \bar{I}_h(k+1)$, выражение (11) при малых значениях эквивалентного активного сопротивления $R \approx 0$ входной цепи ППЭЭ примет вид

$$\bar{I}_h^*(k+1) - \bar{I}_h(k) = \frac{T_s}{L_h} (\bar{U}_h(k) - \bar{U}_{ssh}(k)). \quad (12)$$

Для уменьшения вычислительной нагрузки на систему управления предлагается уменьшить число необходимых итераций для определения оптимального управляющего воздействия. Для этого посредством дискретной математической модели ППЭЭ (12) необходимо определить расчетный вектор напряжения ПК $\bar{U}_{ssh}(k)$, который позволит скомпенсировать отклонение вектора тока. В таком случае производится только одна итерация вместо 2^m итераций для случая, когда для всех возможных базовых векторов напряжения определяется вектор входного тока ППЭЭ.

Для выбора оптимального управляющего воздействия используется целевая функция минимума отклонения проекций базовых векторов напряжения ПК $\bar{U}_{ss,h}$ при j -й комбинации состояния ключей от расчетного управляющего воздействия \bar{U}_{ssh} :

$$J_j = \sum_{h=1}^{(m-1)/2} (|u_{jss\alpha_h} - u_{ss\alpha_h}| + |u_{jss\beta_h} - u_{ss\beta_h}|) \rightarrow \min. \quad (13)$$

Целевая функция такого вида позволяет учесть различные значения амплитуд базовых векторов напряжения ПК в h преобразованных ортогональных системах координат.

Разработка способа релейно-векторного управления

На основе проведенного анализа электромагнитных процессов m -фазного ППЭЭ разработана схема его регулирования. Схема регулирования выполнена на основе принципов подчиненного релейного управления векторами входного тока \bar{I}_h ППЭЭ в «трубке» [9]. Функциональная схема регулирования ППЭЭ представлена на рисунке 2.

Внутренний токовый контур регулирования состоит из датчиков напряжения и тока, блока преобразования координат, блока определения вектора отклонения тока, блока

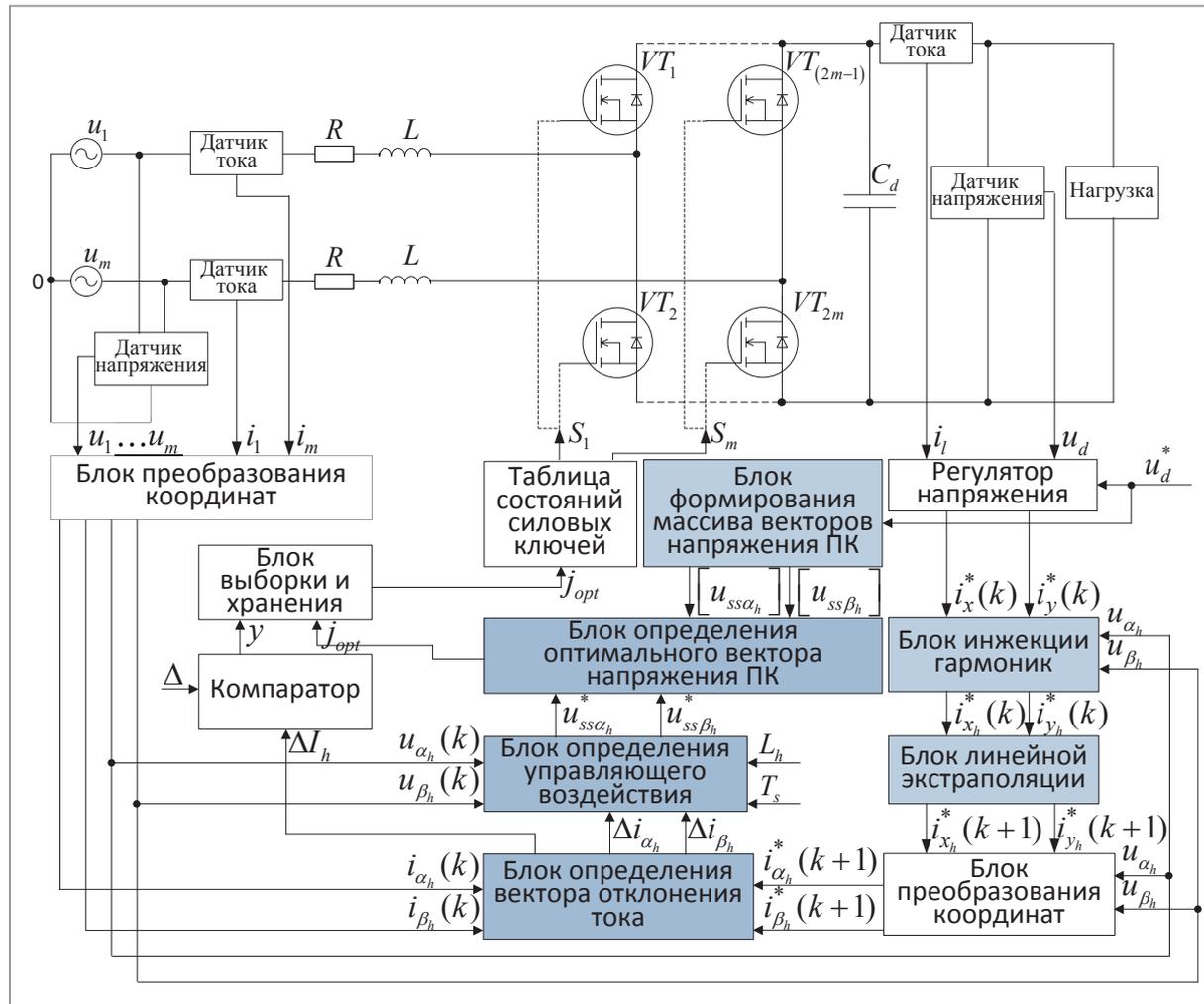


Рис 2. Функциональная схема релейно-векторного регулирования полупроводникового преобразователя электрической энергии

определения управляющего воздействия, блока формирования массива векторов напряжения ПК, блока определения оптимального вектора напряжения ПК, компаратора, блока выборки и хранения, таблицы состояния силовых ключей. Токковый контур осуществляет регулирование h -го вектора входного тока I_h полупроводникового преобразователя.

Внешний контур регулирования состоит из датчиков напряжения и тока, регулятора напряжения, блока инжекции гармоник, блока линейной экстраполяции, блока преобразования координат. Внешним контуром управления регулируется на заданном уровне выходное напряжение постоянного тока u_d полупроводникового преобразователя электрической энергии.

Система регулирования, представленная на рисунке 2 функционирует следующим

образом. Сравнивая на входе внешнего контура управления заданный u_d^* и фактический u_d сигналы напряжения постоянного тока ППЭЭ, регулятор напряжения формирует сигнал заданного значения «активной» составляющей вектора входного тока $i_x^*(k)$ ППЭЭ, необходимого для компенсации ошибки напряжения постоянного тока [14]. Заданное значение «реактивной» составляющей вектора входного тока $i_y^*(k)$ принимается равным нулю для обеспечения близкого к единице коэффициента мощности [14].

Заданные значения «активных» составляющих h векторов входного тока $i_{x_h}^*(k)$ определяются посредством блока инжекции гармоник [7]. Функциональная схема блока инжекции гармоник представлена на рисунке 3.

На рисунке 3 коэффициенты K и C_h определяются следующими выражениями:

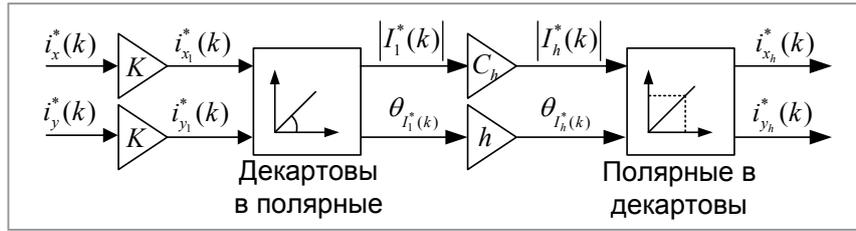


Рис. 3. Функциональная схема блока инъекции гармоник

$$C_h = U_h(k) / U_1(k); \quad (14)$$

$$K = 1 / \sum_{h=1}^{(m-1)/2} C_h. \quad (15)$$

Если ошибка напряжения постоянного тока считается постоянной в течение двух последовательных периодов дискретизации, то заданное мгновенное значение «активной» составляющей вектора входного тока в следующий период дискретизации $i_{x_h}^*(k+1)$ можно оценить, используя линейную экстраполяцию [7]. Функциональная схема блока линейной экстраполяции представлена на рисунке 4.

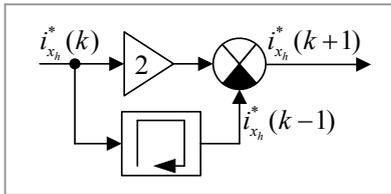


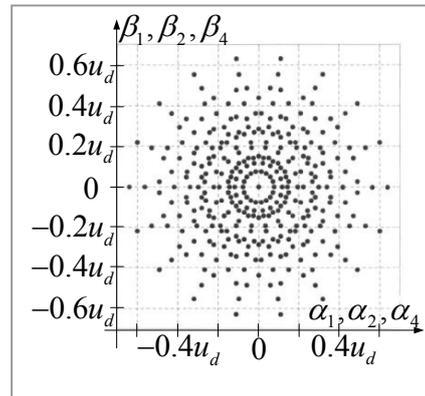
Рис. 4. Функциональная схема блока линейной экстраполяции

В блоке преобразования координат по заданным значениям «активных» $i_{x_h}^*(k+1)$ и «реактивных» $i_{y_h}^*(k+1)$ составляющих h -го вектора входного тока ППЭЭ определяются заданные значения ортогональных проекций h -го вектора входного тока ППЭЭ $i_{\alpha_h}^*(k+1)$, $i_{\beta_h}^*(k+1)$ на неподвижные ортогональные оси систем координат $\alpha_h\beta_h$ по известным формулам [14].

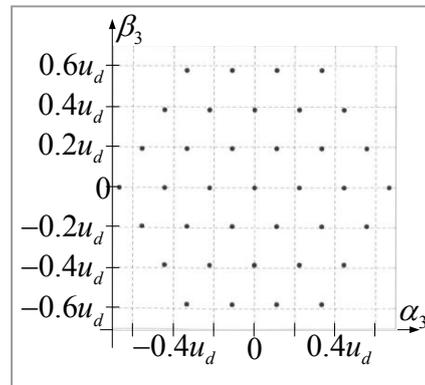
Основой системы релейно-векторного управления ППЭЭ является его дискретная математическая модель изменения мгновенных значений входного тока (12). На ее основе посредством блока определения вектора отклонения тока и блока определения управляющего воздействия рассчитывается вектор напряжения полупроводникового коммутатора, позволяющий скомпенсировать отклонение вектора входного тока ППЭЭ.

В блоке формирования массива векторов напряжения ПК на основе состояния ключей, используя выражения (4) и (5), определяются значения проекций для всех возможных базовых векторов напряжения ПК в двухмерных ортогональных неподвижных системах координат $\alpha_h\beta_h$.

Рисунок 5а соответствует пространственным векторам напряжения ПК \bar{U}_{ssj1} , \bar{U}_{ssj2} , \bar{U}_{ssj4} в первой, второй и четвертой системах координат $\alpha_h\beta_h$ соответственно, но с различной взаимосвязью между положением вектора и состоянием ключей ППЭЭ. Рисунок 5б соответствует пространственным векторам напряжения ПК \bar{U}_{ssj3} в системе координат $\alpha_3\beta_3$.



а



б

Рис. 5. Нормированные базовые векторы напряжения ПК: а – в $\alpha_1\beta_1$, $\alpha_2\beta_2$, $\alpha_4\beta_4$ системах координат; б – в $\alpha_3\beta_3$ системе координат

В блоке определения оптимального вектора напряжения ПК сравниваются значения проекций расчетного вектора напряжения ПК \bar{U}_{ssh} и всех возможных базовых векторов напряжения ПК $\bar{U}_{ss,h}$. Определение оптимального вектора напряжения ПК осуществляется с использованием целевой функции (13). Таким образом осуществляется выборка наименьшего из рассчитанных значений J_j , и определение соответствующего ему оптимального значения комбинации силовых ключей ПК j_{opt} .

Компаратор сравнивает значения модуля вектора отклонения тока ΔI_h с заданными границами токовых трубок Δ_h , формируя на своем выходе сигналы разрешающие или запрещающие изменение значения оптимальной комбинации j_{opt} ключей ПК.

При условии, что значение модуля хотя бы одного вектора отклонения тока достигло верхней или нижней границы токовой трубки ($\Delta I_h \geq \Delta_h / 2$) в соответствующей таблице на основании значения оптимальной комбинации j_{opt} определяются состояния силовых ключей для реализации управляющего воздействия.

В случае малых значений модуля вектора отклонения тока ($\Delta I_h < \Delta_h / 2$) на выходе блока выборки и хранения принудительно сохраняется прежнее значение комбинации состояния ключей ПК.

Результаты моделирования

Для проверки разработанных положений в среде *MatLab Simulink* проведено исследование имитационной модели девятифазного полупроводникового преобразователя электрической энергии с разработанной системой релейно-векторного управления (см. рис. 2). При моделировании приняты следующие исходные параметры ППЭЭ: источник полигармонического напряжения питания с действующим фазным напряжением $u_m = 220$ В и частотой $f = 50$ Гц; относительные значения амплитуд (14) третьей $C_3 = 0.18$, пятой $C_4 = 0.06$ и седьмой $C_2 = 0.02$ гармоник фазного напряжения (рассмотрен случай содержания нечетных гармонических с номером $n < t$ в ЭДС многофазной синхронной электрической машины [1]); заданное выходное напряжение ППЭЭ $u_d^* = 810$ В; длительность периода управления $T_s = 10^{-5}$ с; индуктивность реакторов фаз $L = 0,30$ мГн; емкость выходного

конденсатора $C_d = 20$ мФ; номинальная выходная мощность ППЭЭ $P_a = 200$ кВт для интервала времени $t_1 = [0; 0.03]$; номинальная выходная мощность ППЭЭ $P_a = 400$ кВт для интервала времени $t_2 = [0.03; 0.06]$.

Осциллограммы тока нагрузки (слева) и выходного напряжения ППЭЭ (справа) на рисунке 6 иллюстрируют включение преобразователя и работу с динамической нагрузкой.

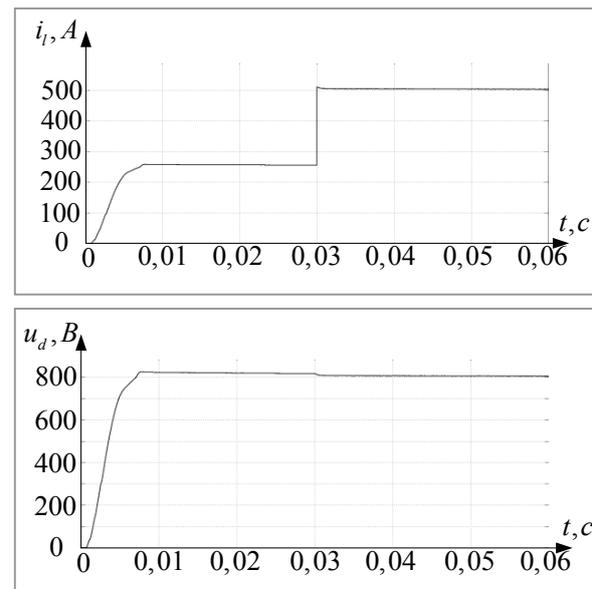


Рис. 6. Осциллограммы тока нагрузки и напряжения на выходе полупроводникового преобразователя электрической энергии

На рисунке 7 приведены осциллограммы входного фазного напряжения и тока ППЭЭ при заданной нагрузке (а), осциллограмма фазного напряжения полупроводникового коммутатора (б), а также гармонические спектры сигналов входного тока ППЭЭ (в) и напряжения ПК (г).

Из рисунка 7 видно, что разработанный способ релейно-векторного управления многофазным ППЭЭ позволяет обеспечить в каждой из фаз системы полигармонический ток, который по форме и фазе сопряжен с питающим напряжением. Фазные напряжения полупроводникового коммутатора сформированы посредством реализации оптимальных комбинаций силовых ключей с переменной частотой коммутации, что является основным недостатком способа релейно-векторного управления током в «трубке». При этом диапазон частоты коммутации силовых ключей полупроводникового коммутатора составляет от 6 кГц

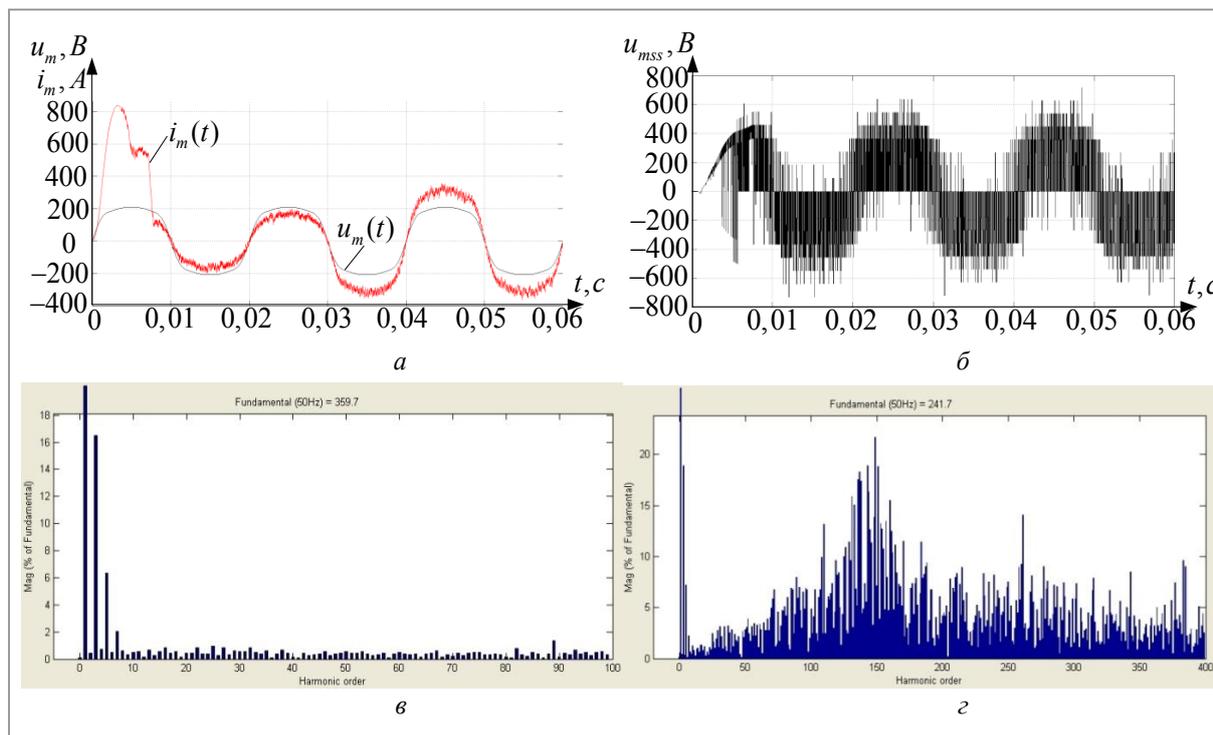


Рис. 7. Осциллограммы и спектры сигналов полупроводникового преобразователя электрической энергии в звене переменного тока:
 а – осциллограммы входного фазного напряжения и тока ППЭЭ;
 б – осциллограмма фазного напряжения полупроводникового коммутатора;
 в – гармонический спектр сигнала входного тока ППЭЭ;
 г – гармонический спектр сигнала напряжения ПК

до 8,5 кГц. Обеспечение постоянной частоты коммутации посредством адаптивного управления шириной токовой «трубки» является направлением дальнейших исследований.

На рисунке 8 приведены осциллограммы проекций пространственных векторов входного тока ППЭЭ \vec{I}_h на оси соответствующих $\alpha_h \beta_h$ системах координат.

Рисунок 8 поясняет способ многоканального управления движением h векторов тока ППЭЭ в различных $\alpha_h \beta_h$ плоскостях, реализованного на основе математической модели (4)-(8), (12). Использование целевой функции (13) позволяет обеспечить соответствие мгновенных значений проекций векторов входного тока ППЭЭ их заданным значениям во всех $\alpha_h \beta_h$ системах координат. При этом отсутствует необходимость прогнозирования изменения мгновенных значений входного тока на один или два периода вперед, что обеспечено уменьшением количества итераций для определения оптимального управляющего воздействия.

На рисунке 9 приведены осциллограммы изменения активной и реактивной мощности

ППЭЭ и их составляющих для каждого из h энергетических каналов.

Из рисунка 9 видно, что в многофазном ППЭЭ система управления обеспечивает единый коэффициент мощности в каждом из h энергетических каналов, в том числе и при набросе нагрузки.

Исследование системы релейно-векторного управления на имитационной модели выявило высокую устойчивость ППЭЭ к действию основных дестабилизирующих факторов и параметрических возмущений.

Заключение

Результаты математического моделирования показывают, что разработанный способ релейно-векторного управления позволяет решить задачу независимого управления пространственными гармоническими составляющими тока в рабочей обмотке электрической машины и тем самым устранить основные недостатки применения электрических машин с полигармонической ЭДС в системах электроснабжения.

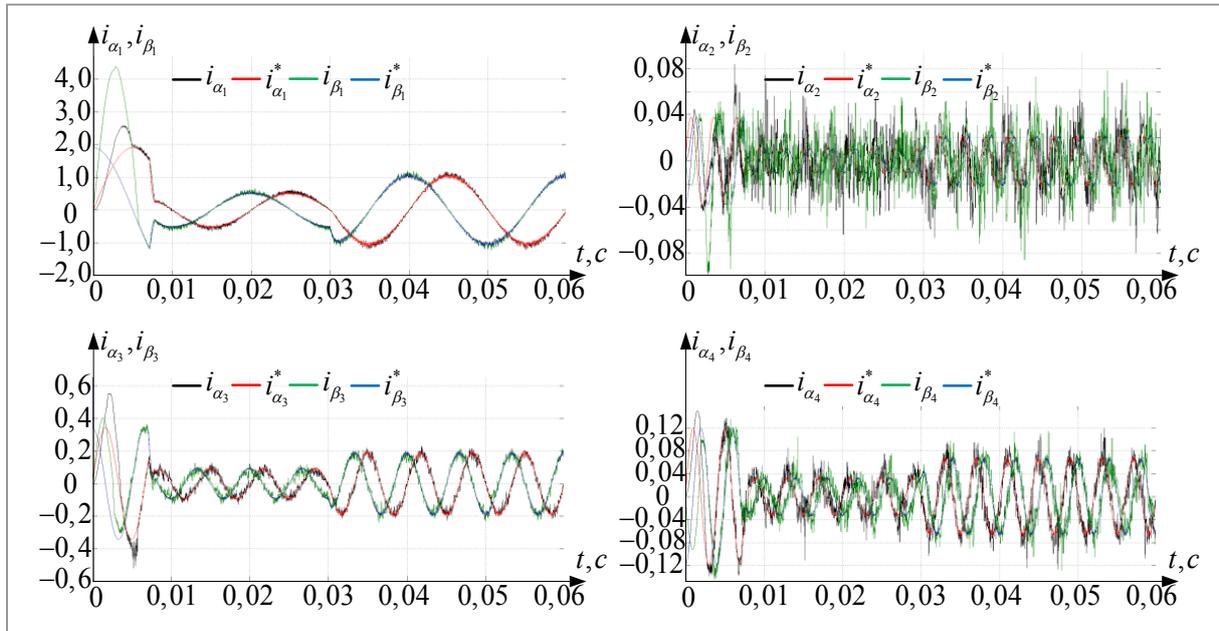


Рис. 8. Осциллограммы проекций пространственных векторов входного тока ППЭЭ на оси соответствующих $\alpha h \beta h$ системах координат

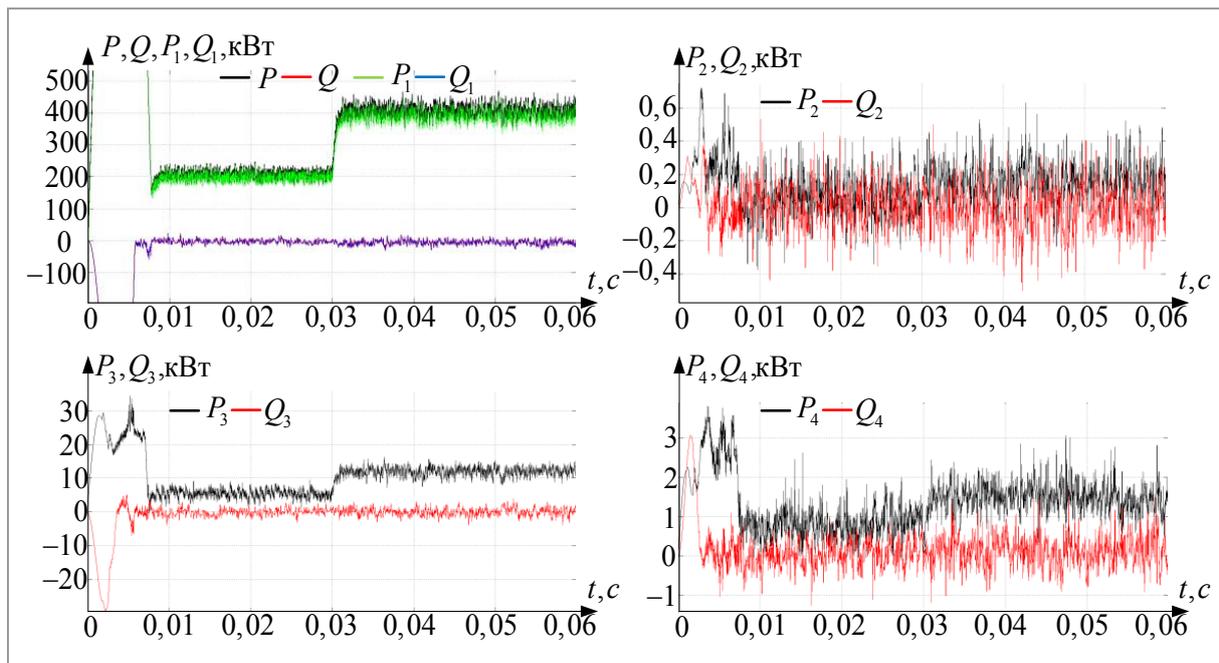


Рис. 9. Осциллограммы изменения активной и реактивной мощности ППЭЭ и их составляющих для каждого из h энергетических каналов

Следовательно, разработанная система управления многофазным полупроводниковым преобразователем электрической энергии (см. рис. 2) позволит реализовать управление током в цепи электрической машины таким образом, чтобы обеспечить формирование в каждой из фаз полигармонических токов, согласованных по форме и фазе

с ЭДС холостого хода электрической машины (см. рис. 7), что позволит обеспечить наиболее полную реализацию собственных преимуществ многофазной электрической машины в целях общего улучшения массогабаритных и энергетических показателей системы электроснабжения.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Пантелеев, С. В.** Повышение энергетических показателей электрической машины путем применения многофазной зубцовой обмотки / С. В. Пантелеев, А. Н. Малашин // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2017. – № 3. – С. 80–86.
2. **Голубев, А. Н.** Многофазный асинхронный регулируемый электропривод для высокодинамичных систем подвижных установок: дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.03 / С.-Петербург. гос. электротехн. ун-т «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова. – СПб., 1994. – 430 л.
3. Multiphase induction motor drives – A technology status review / E. Levi [et al.] // IET Electric Power Appl. – 2007. – Vol. 1, № 4. – P. 489–516.
4. Reduction of common-mode voltage in five-phase induction motor drives using predictive control techniques / M. J. Duran [et al.] // IEEE Trans. Ind. Appl. – 2012. – Vol. 48, № 6. – P. 2059–2067. <https://doi.org/10.1109/tia.2012.2226221>
5. Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines part I / F. Barrero [et al.] // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2016. – Vol. 63, № 1. – P. 449–458.
6. A synchronous current control scheme for multiphase induction motor drives / M. Jones [et al.] // IEEE Trans. Energy Convers. – 2009. – Vol. 24, № 4. – P. 860–868. <https://doi.org/10.1109/tec.2009.2025419>
7. **Пантелеев, С. В.** Разработка системы векторного управления полупроводникового преобразователя, обеспечивающей полигармонический режим работы многофазной электрической машины / С. В. Пантелеев, А. Н. Малашин, А. Е. Каледа // Вест. Нац. акад. наук Беларуси. Сер. физ.-техн. наук. – 2020. – Т. 65, № 3. – С. 331–339. <https://doi.org/10.29235/1561-8358-2020-65-3-331-339>
8. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines / E. Levi // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2016. – Vol. 63, № 1. – P. 433–448.
9. **Волков, А. В.** Анализ электромагнитных процессов и совершенствование регулирования активного фильтра / А. В. Волков // Электротехника. – 2002. – № 12. – С. 40–48.
10. Multi-phase current control using finite-state model-predictive control / M. R. Arahal [et al.] // Control Engineering Practice. – 2009. – Vol. 17, № 5. – P. 579–587.
11. Predictive current control of a voltage source inverter / J. Rodríguez [et al.] // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2007. – Vol. 54, № 1. – P. 495–503.
12. Predictive current control of dual three-phase drives using restrained search techniques / M. J. Duran [et al.] // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2011. – Vol. 58, № 8. – P. 3253–3263.
13. **White, D. C.** Electromechanical Energy Conversion / D. C. White, H. H. Woodson. – New York: John Wiley and Sons, 1959–520 p.
14. **Ефимов, А. А.** Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / А. А. Ефимов, Р. Т. Шрейнер. – Новоуральск: Изд-во НГТИ, 2001. – 250 с.
15. **Пантелеев С. В.** Разработка математической модели многофазного полупроводникового преобразователя электрической энергии с системой векторного управления. Часть 1 / С. В. Пантелеев, А. Н. Малашин // Вестник ГГТУ им. П. О. Сухого. – Гомель. – 2020 – № 2. – С. 82–90.

REFERENCES

1. **Panteleev S. V., Malashin A. N.** Increasing the energy performance of an electric machine by using a multiphase gear winding. Vestnik Voennoi akademii Respubliki Belarus' [Bulletin of the Military Academy of the Republic of Belarus], 2017, no. 3, pp. 80–86 (in Russian).
2. **Golubev A. N.** Multiphase Asynchronous Variable Electric Drive for Highly Dynamic Systems of Mobile Plants. Saint Petersburg, Saint Petersburg Electrotechnical University “LETI”, 1994. 430 sheets (in Russian).
3. Multiphase induction motor drives – A technology status review / E. Levi [et al.] // IET Electric Power Appl. – 2007. – Vol. 1, № 4. – P. 489–516.
4. Reduction of common-mode voltage in five-phase induction motor drives using predictive control techniques / M. J. Duran [et al.] // IEEE Trans. Ind. Appl. – 2012. – Vol. 48, № 6. – P. 2059–2067. <https://doi.org/10.1109/tia.2012.2226221>
5. Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines part I / F. Barrero [et al.] // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2016. – Vol. 63, № 1. – P. 449–458.
6. A synchronous current control scheme for multiphase induction motor drives / M. Jones [et al.] // IEEE Trans. Energy Convers. – 2009. – Vol. 24, № 4. – P. 860–868. <https://doi.org/10.1109/tec.2009.2025419>
7. **Panteleev S. V., Malashin A. N., Kaleda A. E.** Development of vector control system of multiphase semiconductor electric energy converter. Vestsi Natsyonal'най akademii navuk Belarusi. Seryya fizika-technichnykh navuk = Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Physical-technical series, 2020, vol. 65, no. 3, pp. 331–339 (in Russian). <https://doi.org/10.29235/1561-8358-2020-65-3-331-339>
8. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines / E. Levi // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2016. – Vol. 63, № 1. – P. 433–448.
9. **Volkov A. V.** Analysis of electromagnetic processes and improvement of active filter regulation. Elektrotehnika [Electrical Engineering], 2002, no. 12, pp. 40–48 (in Russian).

10. Multi-phase current control using finite-state model-predictive control / M.R. Arahal [et al.] // Control Engineering Practice.– 2009.– Vol. 17, № 5.– P. 579–587.
11. Predictive current control of a voltage source inverter / J. Rodríguez [et al.] // IEEE Trans. Ind. Electron.– 2007.– Vol. 54, № 1.– P. 495–503.
12. Predictive current control of dual three-phase drives using restrained search techniques / M. J. Duran [et al.] // IEEE Trans. Ind. Electron.– 2011.– Vol. 58, № 8.– P. 3253–3263.
13. **White, D. C.** Electromechanical Energy Conversion / D. C. White, H. H. Woodson.– New York: John Wiley and Sons, 1959–520 p.
14. **Efimov A. A., Shreiner R. T.** Active Converters in Variable AC Drives. Novouralsk, Novouralsk State Technological Institute Publ., 2001. 250 p. (in Russian).
15. **Panteleev S. V., Malashin A. N.** Development of a mathematical model of a multiphase semiconductor converter of electrical energy with a vector control system. Part 1. Vestnik GGTU im. P. O. Suhogo = Bulletin of GSTU im. P. O. Sukhoi, 2020, no. 2, pp. 82–90 (in Russian)

Поступила
10.10.2020

После доработки
20.11.2020

Принята к печати
01.12.2020

PANTELEEV S. V., MALASHIN A. N.

DEVELOPMENT OF A RELAY-VECTOR CONTROL SYSTEM FOR A MULTI-PHASE SEMICONDUCTOR CONVERTER OF ELECTRIC ENERGY

A system of relay-vector control of current in the circuit of a polyphase electric machine has been developed. For this, on the basis of the analysis of electromagnetic processes in a multiphase semiconductor converter of electrical energy, its discrete mathematical model was created, which takes into account the redistribution of electromagnetic energy by individual spatial harmonic components, depending on the number of phases. Using this mathematical model, a method for relay control of spatial harmonic components of the input current of the converter in the “tube” has been developed. The formation of polyharmonic currents in each of the phases, conjugated in shape and phase with the voltage supplying the converter at each control period, is carried out by means of the optimal voltage vector of the semiconductor switch. To select the optimal control action, the objective function of the minimum deviation of the projections of the base voltage vectors of the semiconductor switch for the j -th combination of the state of the keys from the calculated control action determined by the mathematical model is used. An objective function of this type allows one to take into account different values of the amplitudes of the base voltage vectors of the semiconductor switch in the transformed orthogonal coordinate systems. In this case, there is no need to predict changes in the instantaneous values of the input current for one or two periods ahead, which is ensured by a decrease in the number of iterations to determine the optimal control action. To check the developed provisions, a simulation model of a nine-phase semiconductor converter of electrical energy with a relay vector control system was created. The results of the study of the model confirmed the adequacy of the developed technical solutions, the use of which will ensure the most complete realization of the own advantages of a multiphase electric machine in order to generally improve the weight, size and energy indicators of the autonomous power supply system.

Пантелеев Станислав Владимирович – преподаватель кафедры электротехники и систем электропитания, Военная академия Республики Беларусь

Stanislav V. Panteleev – Teacher of the Chair of Electrical Equipment and Power Supply Systems, Military Academy of the Republic of Belarus

E-mail: panteleev-s-v@mail.ru

Малашин Андрей Николаевич – кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры электротехники и систем электропитания, Военная академия Республики Беларусь

Andrey N. Malashin – Ph. D. (Engineering), Assistant Professor, Professor of the Chair of Electrical Equipment and Power Supply Systems, Military Academy of the Republic of Belarus

A. D. TAGHIYEVA

DEVELOPMENT OF MODEL OF OPTIMAL CONTROL OF WATER SUPPLY SYSTEM

Abstracts: This paper considers the problem of optimal control of branched water supply systems. To control the system, the problem of optimal distribution of products is developed whereas non-linear programming problems are applied. We consider a system for providing products, consisting of magistral and distribution pipelines, taking products from the magistral pipeline. Each distribution line has many warehouses. Products are taken into the system using the main intake facility and transferred between the warehouses using intermediate distribution facilities. To eliminate the deficiencies in management, tasks are set to determine the necessary intensities of product supply in the facilities, allowing timely provision of consumers with the necessary volume of products, to minimize losses, product discharges of facilities in the system during a certain control period.

Keywords: water supply system, water supply line, water supply point, optimal control, water consumption, optimization criteria.

Introduction

The introduction of modern management systems in the water management provides enterprises with an unprecedented opportunity to control and manage all aspects of water intake, transportation, and distribution from a centralized management system. A new method for optimizing this system in real time is proposed, formulated as an integer quadratic programming problem. The proposed method for solving this problem is very successful in achieving an almost optimal solution. Modern water management enterprises should be a single system, operating with information-computing system [1]. Benefits resulting from these actions can include improving the quality of water supply by reducing water loss, minimizing energy costs, and increasing system performance without compromising operational reliability. The real-time demand management strategy is applied to water supply enterprises to reduce the target cost function as low as possible [2].

Characteristics of the object

In this work, we consider a product supply system, which consists of a magistral line (ML) and K the number of distribution lines (DL) taking products from the ML. In each DL there are J_k number of warehouses (QW). Products are taken into the system with the help of the main fence (C-00) and transferred between the warehouses with the help of intermediate distribution structures (C- kj , $k = 0, K$, $j = 1, J_k$).

Excessive products can be removed from the system using emergency facilities (C- kj_k) at the end of each line. On each j -t section of the q line there are I_{kj} the number of consumers (T). To control such systems, the necessary intensities of product supply at each structure are calculated, which are supported by an automated control system [3]. But the incorrect calculation of these intensities causes large losses, product discharges, excessive switching of equipment and untimely provision of consumers. As a result of this, the system management efficiency is reduced.

Statement of the problem

To eliminate the above disadvantages, the following statement of the problem of determining the necessary intensities is given:

It is required to find such intensities of supply of products in structures that can provide consumers with the necessary volume of products in a certain manner, minimize losses, product discharges and the number of changes in the operating modes of structures in the system during the control period $(t_0, T]$ [4].

We divide the period $(t_0, T]$ into Z the number of intervals $(t_{z-1}, t_z]$, on each of which the intensities are almost constant, $(t, T] = \bigcup_{z=1}^Z (t_{z-1}, t_z]$. We use the following notation: ${}^z V_{kj}^z$, $k = 0, K$, $j = 1, J_k$ – reserves of products in warehouses during the interval $(t_{z-1}, t_z]$; Q_{kj}^z , $k = 0, K$, $j = 0, J_k$ – intensities of supply of products in

line facilities; $q_{kji}^z, k = \overline{0, K}, j = \overline{1, J_k}, i = \overline{1, I_{kj}}$ – intensities of consumption of products at points of consumption; $C_{kJ_k}, k = \overline{0, K}$ – penalties for dumping a unit volume of production; C'_{kj} – penalties for losses of a unit volume of production in sections; $C_{kj}, k = \overline{0, K}, j = \overline{0, J_k}, (kj) \neq (00)$ – penalties for supplying products in intermediate structures with a changed intensity. C'_{kj} for supplying products with an intensity different from, q_{kji}^{Tz} . Product losses in the areas taken proportional to stock products in which $Q_{kj}^{pot,z} = L_{kj}V_{kj}^z, k = \overline{0, K}, j = \overline{0, J_k}$, where L_{kj} – proportionality factor.

As the objective function, the sum of the costs associated with the discharge of products from the automation system $Q_{kJ_k}^z$, with consumption, losses in the areas $L_{kj}V_{kj}^z$ and, with the squares of the flow rate change in $C_{kj}(Q_{kj}^z - Q_{kj}^{z-1})$ and $T_{kj}(q_{kji}^{Tz} - q_{kji}^z)$:

$$f = \sum_{z=1}^Z \sum_{k=0}^K C_{kJ_k} Q_{kJ_k}^z \Delta t_z + \sum_{z=1}^Z \sum_{k=0}^K \sum_{j=1}^{J_k} C'_{kj} L_{kj} V_{kj}^z \Delta t_z + \sum_{z=1}^Z \sum_{k=0}^K \sum_{j=0}^{J_k-1} C_{kj} [(Q_{kj}^z - Q_{kj}^{z-1}) \Delta t_z]^2 + \sum_{z=1}^Z \sum_{k=0}^K \sum_{j=1}^{J_k} \sum_{i=1}^{I_{kji}} C_{kji} [(q_{kji}^z - q_{kji}^{Tz}) \Delta t_z]^2 \rightarrow \min.$$

Denote

$$C_{00}^z = C_{00} \Delta t_z, C_{kJ_k}^z = C_{kJ_k} \Delta t_z, C_{kj}^{pot,z} = C'_{kj} L_{kj} \Delta t_z, C_{kj}^z = C_{kj} \Delta t_z^2, C_{kji}^z = C_{kji} \Delta t_z.$$

Then, the objective function is transformed to the form:

$$f = \sum_{z=1}^Z \sum_{k=0}^K C_{kJ_k}^z Q_{kJ_k}^z + \sum_{z=1}^Z \sum_{k=0}^K \sum_{j=1}^{J_k} C_{kj}^z Q_{kj}^{it,z} + \sum_{z=1}^Z \sum_{k=0}^K \sum_{j=0}^{J_k-1} C_{kj}^z (Q_{kj}^z - Q_{kj}^{z-1})^2 + \sum_{z=1}^Z \sum_{k=0}^K \sum_{j=1}^{J_k} \sum_{i=1}^{I_{kji}} C_{kji}^z (q_{kji}^z - q_{kji}^{Tz})^2 \rightarrow \min. \tag{1}$$

The following restrictions apply:

The relationship between the change in stock of products and the balance of consumption in the sections of lines:

For DL:

$$V_{kj}^z - V_{kj}^{z-1} = \Delta t_z \begin{pmatrix} Q_{k,j-1}^z - \sum_{i=1}^{I_{kj}} q_{kji}^z - Q_{kj}^z - \\ -0.5L_{kj}(V_{kj}^z + V_{kj}^{z-1}) \end{pmatrix}, \tag{2}$$

$$k = \overline{K, 1}, j = \overline{J_k, 1}, z = \overline{1, Z};$$

For TL:

$$V_{0j}^z - V_{0j}^{z-1} = \Delta t_z \begin{pmatrix} Q_{0,j-1}^z - \sum_{i=1}^{I_{kj}} q_{0ji}^z - \sum_{k \in K_j} Q_{k0}^z - \\ -Q_{0j}^z - 0.5L_{0j}(V_{0j}^z + V_{0j}^{z-1}) \end{pmatrix}, \tag{3}$$

$$j = \overline{J_0, 1}, z = \overline{1, Z};$$

Here K_j is the set of DL numbers taking products from ML.

Limitations on volumes and expenses of products on the sections of lines:

$$V_{kj}^{\min} \leq V_{kj}^z \leq V_{kj}^{\max}, k = \overline{0, K}, j = \overline{1, J_k}, z = \overline{1, Z}; \tag{4}$$

$$0 \leq Q_{kj}^z \leq Q_{kj}^{\max}, k = \overline{0, K}, j = \overline{0, J_k}, z = \overline{1, Z}; \tag{5}$$

$$0 \leq q_{kji}^z \leq q_{kji}^{\max}, k = \overline{0, K}, j = \overline{1, J_k}, z = \overline{1, Z}, \tag{6}$$

Problem (1) – (6) is a quadratic programming problem [5]. The constraint (2) and (3) are given in implicit form, and (4), (5) and (6) in explicit form. To determine the possibility of solving this problem, we estimate the number of parameters and limitations. For this purpose, we use the notation:

$$E_1 = Z \sum_{k=0}^K J_k,$$

$$E_2 = E_1 + Z \sum_{k=0}^K (J_k + 1),$$

$$E_3 = E = E_2 + Z \sum_{k=0}^K \sum_{j=1}^{J_k} I_{kj},$$

$$\text{or } E = Z \sum_{k=0}^K J_k + Z \sum_{k=0}^K (J_k + 1) + Z \sum_{k=0}^K \sum_{j=1}^{J_k} I_{kj};$$

$$P_1 = Z \sum_{k=1}^K J_k, P_2 = P_1 + ZJ_0,$$

$$P_3 = P_2 + Z \sum_{k=0}^K J_k, P_4 = P_3 + Z \sum_{k=0}^K J_k,$$

$$P_5 = P_4 + Z \sum_{k=0}^K (J_k + 1), P_6 = P_5 + Z \sum_{k=0}^K (J_k + 1), \tag{7}$$

$$P_7 = P_6 + Z \sum_{k=0}^K \sum_{j=1}^{J_k} I_{kj}, P_8 = P = P_7 + Z \sum_{k=0}^K \sum_{j=1}^{J_k} I_{kj},$$

$$\text{or } P = 5Z \sum_{k=0}^K J_k + 2Z(K + 1) + 2Z \sum_{k=0}^K \sum_{j=1}^{J_k} I_{kj}.$$

In view of (7), we denote

$$x = (x_e^{(1)}, x_e^{(2)}, x_e^{(3)}) = \{x_e, e = \overline{1, E}\}.$$

Here:

$$\begin{aligned} x_e^{(1)} &= V_{kj}^z, e = \overline{1, E_1}; \\ x_e^{(2)} &= Q_{kj}^z, e = \overline{E_1+1, E_2}; \\ x_e^{(3)} &= q_{kji}^z, e = \overline{E_2+1, E} \end{aligned} \quad (8)$$

The restrictions can be written as follows:

$$b = (b_p^{(3)}, b_p^{(4)}, b_p^{(5)}, b_p^{(6)}, b_p^{(7)}, b_p^{(8)}).$$

$$\begin{aligned} b_p^{(3)} &= V_{kj}^{\max}, p = \overline{P_2+1, P_3}; \\ b_p^{(4)} &= 0, p = \overline{P_3+1, P_4}; \\ b_p^{(5)} &= Q_{kj}^{\max}, p = \overline{P_4+1, P_5}; \\ b_p^{(6)} &= 0, p = \overline{P_5+1, P_6}; \\ b_p^{(7)} &= q_{kji}^{\max}, p = \overline{P_6+1, P_7}; \\ b_p^{(8)} &= 0, p = \overline{P_7+1, P}. \end{aligned} \quad (9)$$

The restrictions can be written as follows:

$$\begin{aligned} 1) \quad g_p^{(1)} &= V_{kj}^z - V_{kj}^{z-1} - \Delta t_z \left(Q_{k,j-1}^z - \sum_{i=1}^{I_{kj}} q_{kji}^z - Q_{kj}^z - 0.5L_{kj}(V_{kj}^z + V_{kj}^{z-1}) \right) = 0, \\ k &= \overline{K, 1}, j = \overline{J_k, 1}, z = \overline{1, Z}, p = (z-1) \cdot \sum_{n=K}^1 J_{n_1} + \sum_{n=K}^k J_n + 1 - j, p = \overline{1; P_1}; \\ 2) \quad g_p^{(2)} &= V_{0j}^z - V_{0j}^{z-1} - \Delta t_z \left(Q_{0,j-1}^z - \sum_{i=1}^{I_{0j}} q_{0ji}^z - Q_{0j}^z - \sum_{k \in K_j} Q_{k0}^z - L_{0j}V_{0j}^z \right) = 0, \\ j &= \overline{J_0, 1}, z = \overline{1, Z}, p = P_1 + (z-1)J_0 + J_0 + 1 - j, p = \overline{P_1+1, P_2}; \\ 3) \quad g_p^{(3)} &= V_{kj}^z \leq b_p^{(3)}, \quad k = \overline{0, K}, j = \overline{1, J_k}, z = \overline{1, Z}, \\ p &= P_2 + (z-1) \sum_{k=0}^K J_k + \sum_{n=0}^k J_{n-1} + j, (J_{-1} = 0), p = \overline{P_2+1, P_3}; \\ 4) \quad g_p^{(4)} &= -V_{kj}^z \leq b_p^{(4)}, \quad k = \overline{0, K}, j = \overline{1, J_k}, z = \overline{1, Z}, \\ p &= P_3 + (z-1) \sum_{k=0}^K J_k + \sum_{n=0}^k J_{n-1} + j, (J_{-1} = 0), p = \overline{P_3+1, P_4}; \\ 5) \quad g_p^{(5)} &= Q_{kj}^z \leq b_p^{(5)}, \quad k = \overline{0, K}, j = \overline{0, J_k}, z = \overline{1, Z}, \\ p &= P_4 + (z-1) \sum_{k=0}^K (J_k + 1) + \sum_{n=0}^k (J_{n-1} + 1) + 1 + j, (J_{-1} = 0), p = \overline{P_4+1, P_5}; \\ 6) \quad g_p^{(6)} &= -Q_{kj}^z \leq b_p^{(6)}, \quad k = \overline{0, K}, j = \overline{0, J_k}, z = \overline{1, Z}, \\ p &= P_5 + (z-1) \sum_{k=0}^K (J_k + 1) + \sum_{n=0}^k (J_{n-1} + 1) + 1 + j, (J_{-1} = 0), p = \overline{P_5+1, P_6}; \\ 7) \quad g_p^{(7)} &= q_{kji}^z \leq b_p^{(7)}, \quad k = \overline{0, K}, j = \overline{1, J_k}, i = \overline{1, I_{kj}}, z = \overline{1, Z}, \\ p &= P_6 + (z-1) \sum_{k=0}^K \sum_{j=1}^{J_k} I_{kj} + \sum_{n=0}^{k-1} \sum_{m=1}^{J_k} I_{nm} + \sum_{m=1}^j I_{k,m-1} + i, p = \overline{P_6+1, P_7}; \\ 8) \quad g_p^{(8)} &= -q_{kji}^z \leq b_p^{(8)}, \quad k = \overline{0, K}, j = \overline{1, J_k}, z = \overline{1, Z}, \\ p &= P_7 + (z-1) \sum_{n=0}^k \sum_{j=1}^{J_k} I_{nj} + \sum_{m=1}^j I_{k,m-1} + i, (I_{k0} = 0), p = \overline{P_7+1, P_8} \end{aligned} \quad (10)$$

Given the notation (7), the total number of control parameters and restrictions will be as follows:

$$E = Z \sum_{k=0}^K J_k + Z \sum_{k=0}^K (J_k + 1) + Z \sum_{k=0}^K \sum_{j=1}^{J_k} I_{kj}, \quad P = 5Z \sum_{k=0}^K J_k + 2Z(K+1) + Z \sum_{k=0}^K \sum_{j=1}^{J_k} I_{kj}.$$

Suppose that on each line there are J number of sections and each section has I number of points of consumption. Then the number of parameters and restrictions will be as follows:

Based on the latest formulas, we obtain the values indicated in table 1.

$$E = Z(K + 1)J + Z(K + 1)(J + 1) + Z(K + 1)JI = Z(K + 1)(2J + 1 + JI),$$

$$P = 5Z(K + 1)J + 2Z(K + 1) + Z(K + 1)JI = Z(K + 1)(5J + 2 + JI).$$

From the table 1 it is seen that when using problem (1) – (6) to support systems, the number of control parameters and restrictions is obtained too much. With this in mind, it is necessary to choose or develop as simple and effective a solution to the problem as possible [6].

The solution of the problem

Problem (1) – (6) has been solved for a system consisting of ML and two DL powered by ML. Each line consists of two sections, one consumer in each (Fig. 1).

The control period is divided into three consecutive intervals and the mathematical formulation of the problem is obtained in the following form:

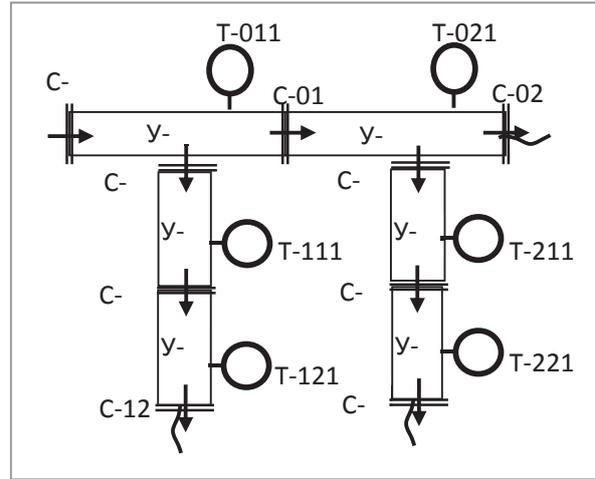


Fig 1. Distributed support system

$$f = \sum_{z=1}^3 \sum_{k=0}^2 C_{k2} Q_{k2}^z \Delta t_z + \sum_{z=1}^3 \sum_{k=0}^2 \sum_{j=1}^2 C_{kj}^{Lz} L_{kj} V_{kj}^z + \sum_{z=1}^3 \sum_{k=0}^2 \sum_{j=0}^2 C_{kj}^z (Q_{kj}^z - Q_{kj}^{z-1})^2 + \sum_{z=1}^3 \sum_{k=0}^2 \sum_{j=1}^2 C_{kji}^z (q_{kji}^z - q_{kji}^{Tz})^2 \rightarrow \min. \tag{11}$$

Table 1. Number of parameters and restrictions

Number of time intervals, Z	Number of lines, K	Number of warehouses in one line J	Number of consumers in one line, I	Number of parameters, E	Number of restrictions P
1	1	1	1	8	16
1	2	2	2	27	48
1	3	3	1	40	80
1	3	3	2	52	92
2	1	1	1	16	32
2	2	2	2	54	96
2	2	3	1	60	120
2	2	3	2	78	138
2	3	3	2	104	184
3	1	1	1	24	48
3	2	2	2	81	144
3	2	3	2	117	207
3	3	3	2	156	276
4	1	1	1	32	64
4	2	2	2	108	192
4	2	3	2	156	276
4	3	3	2	208	368
5	1	1	1	40	80
5	2	2	2	135	240
5	2	3	2	195	345
5	3	3	2	260	460

$$V_{kj}^z - V_{kj}^{z-1} = \Delta t_z \begin{pmatrix} Q_{k,j-1}^z - q_{kj1}^z - Q_{kj}^z - \\ -0.5L_{kj}(V_{kj}^z + V_{kj}^{z-1}) \end{pmatrix}, \quad (12)$$

$$k = \overline{2, 1}, \quad j = \overline{2, 1}, \quad z = \overline{1, 3};$$

$$V_{0j}^z - V_{0j}^{z-1} = \Delta t_z \begin{pmatrix} Q_{0,j-1}^z - q_{0j1}^z - Q_{j0}^z - Q_{0j}^z - \\ -0.5L_{0j}(V_{0j}^z + V_{0j}^{z-1}) \end{pmatrix}, \quad (13)$$

$$j = \overline{2, 1}, \quad z = \overline{1, 3};$$

$$V_{kj}^{\min} \leq V_{kj}^z \leq V_{kj}^{\max}, \quad (14)$$

$$k = \overline{0, 2}, \quad j = \overline{1, 2}, \quad z = \overline{1, 3};$$

$$0 \leq Q_{kj}^z \leq Q_{kj}^{\max}, \quad k = \overline{0, 2}, \quad j = \overline{0, 2}, \quad z = \overline{1, 3}; \quad (15)$$

$$0 \leq q_{kji}^z \leq q_{kji}^{\max}, \quad k = \overline{0, 2}, \quad j = \overline{1, 2}, \quad z = \overline{1, 3}. \quad (16)$$

From table 1 it can be seen that in problem (11) – (16) the number of variables is 21 (taking into account time intervals the total number of variables is 63), and the number of restrictions is 144. The problem is solved using the direct

Hooke-Jeeves method [7], taking into account the restrictions.

Conclusion

From the table 1. shows that when solving the problem at large intervals, the values of some parameters go beyond the boundary values. Therefore, when solving the problem, the intervals of constancy of parameters should be chosen relatively short. But in this case, when solving the problem for all intervals at the same time, the number of parameters and constraints increases significantly. As a result, the solution to the problem is complicated. In order to simplify, the problem can be solved sequentially for each interval and relate the results obtained in real time. In this case, it is necessary to study the deviation of the obtained solutions from their optimal values. Based on the analysis of the results, you can choose the best option for determining the length of time intervals.

REFERENCES

1. **Blackburn, L.** Dynamic optimization of a district energy system with storage using a novel mixed-integer quadratic programming algorithm / L. Blackburn, A. Young, P. Rogers // Optimization And Engineering. – 2019. Vol. 20, № 2. – P. 575–603.
2. **Jabari, F.** Optimal short-term coordination of water-heat-power nexus incorporating plug-in electric vehicles and real-time demand response programs / F. Jabari, B. Mohammadi-ivatloo, J. Ghafouri // Energy. Elsevier, – 2019. – Vol. 174. – P. 708–723.
3. **Гумбагов, И. М.** Разработка автоматизированной системы управления технологическими процессами водозабора и водораспределения (на примере Верхнее-Ханбуланчайского водохозяйственного комплекса) / И. М. Гумбагов // Автореф. Дис. канд. тех. наук. – Баку, – 2006. – 20 с.
4. **Zhuravleva, I. V.** Reconstruction of engineering networks and water supply and wastewater facilities: textbook. manual / I. V. Zhuravleva // Voronezh: Voronezh. state architect. -building. un-t, – 2011. – 146 p.
5. **Искендеров, А. А.** Составление оптимальных графиков распределения воды на разветвленных оросительных каналах / А. А. Искендеров // Научные известия Сумгаитского Государственного Университета, – 2008. – № 2 – С. 85–88.
6. **Melekhov, E.S.** Comprehensive optimization of sources and piping systems for group water supply / E. S. Melekhov // Dis.na sois. uch. Ph.D. on spec. 05.23.04. – Irkutsk, – 2003. – 209 p.
7. **Altinoz, O.T.** Multiobjective Hooke-Jeeves algorithm with a stochastic Newton-Raphson-like step-size method / O. T. Altinoz, A. E. Yilmaz // Expert Systems with Applications. – 2019. – Vol. 117. – P. 166–175. DOI:10.1016/j.eswa.2018.09.033

Поступила
26.06.2020

После доработки
08.11.2020

Принята к печати
01.12.2020

ТАГИЕВА А.Д.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМЫ ВОДОБЕСПЕЧЕНИЯ

Аннотация: В работе рассматривается задача оптимального управления разветвленными системами водоснабжения. Для управления системой разрабатывается задача оптимального распределения продуктов, для решения которой применяется методы решения задач нелинейного программирования. Система состоит из магистральной и распределительных линий. В каждой распределительной линии имеются множество складов. Продукция передается между складами с помощью промежуточных распределительных сооружений. Для устранения недостатков распределения, составлена задача определения необходимых интенсивностей подачи продукции

в сооружениях, позволяющих своевременно обеспечить потребителей необходимым объемом продукции, максимально сократить потери в течение определенного периода.

Ключевые слова: Система водообеспечения, водопроводная линия, пункт водопотребления, оптимальное управление, расход воды, критерия оптимизации.

Тагиева Айгюнь Дамир, Сумгаитский государственный университет, кафедра «Информатики», ст. преподаватель. Азербайджан, г. Баку, пос. Приморск, Tel: +994503950727 irispurpleblack@outlook.com

**ОБРАБОТКА
ИНФОРМАЦИИ
И ПРИНЯТИЕ РЕШЕНИЙ**

**DATA PROCESSING
AND DECISION-MAKING**

Д. В. ЗАЕРКО, В. А. ЛИПНИЦКИЙ

АЛГОРИТМ ВЕСОВОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ГРАНИЧНЫХ ПИКСЕЛЕЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
Минск, Республика Беларусь*

При работе с методами подавления цифрового шума, основанных на операций двумерной свертки, возникает необходимость обхода алгоритмами граничных пикселей в пиксельной матрице полутонового изображения. Проблема возникает в связи с особенностью самого алгоритма свертки, по которому происходит воздействие центра ядра матрицы свертки к элементу пиксельной матрицы. Данная особенность характерна для целого класса методов, использующих операцию двумерной свертки. Существует ряд примитивных способов ее решения, однако, ни один из этих способов не соблюдает консенсус между экономным использованием ресурсов и заполнением граничных пикселей кодом (числом бит на пиксел) полутона, наиболее близким по полутонам с соседними пикселями. Объект исследования в статье – пиксельная матрица полутонового изображения. Предмет изучения – алгоритмы заполнения граничных пикселей близким кодом полутона при воздействии ядра на пиксельную матрицу полутонового изображения. Основная цель – создание эффективного алгоритма заполнения граничных пикселей матрицы близкими по коду полутона с соседними для последующего использования этих граничных значений при выполнении двумерной свертки. Заполненные граничные пиксели позволят учесть в операции свертки все пиксели исходного полутонового изображения. Предлагается алгоритм заполнения проблемного граничного пикселя на этапе пошагового вычисления величины влияния центра ядра свертки на пиксел, при обращении к которому алгоритм свертки выходит за границы пиксельной матрицы оригинального полутонового изображения. Алгоритм учитывает «особые» случаи выхода за границы и позволяет при обращении к несуществующему элементу определить код полутона пикселя. Алгоритм прост для программирования и легко интегрируется с базовым алгоритмом работы двумерной свертки в методах подавления цифрового шума.

Ключевые слова: *Пиксельная матрица, дефекты цифрового изображения, подавление цифрового шума, операция двумерной свертки, шумофильтрация, граничные пиксели, полутоновые изображения.*

Введение

Пиксельная матрица, с точки зрения компьютерной обработки, является главным объектом изучения и содержит всю полноту информационных характеристик растрового изображения. Логично, что при обработке исходной пиксельной матрицы машина работает лишь с численными значениями и не имеет понятия об эффектах, критически важных для восприятия человеческим глазом: эффектах отсутствия четкости, цветовых дефектах, наличии цифрового шума и т.д. Все эти дефекты цифрового изображения должны быть устранены на этапе предварительной обработки. Данный этап предполагает получение на основе оригинала максимально точного и адаптированного для автоматического анализа изображения. От его выполнения существенно зависит сохранение или изменение полноты информационных характеристик анализируемого изображения.

Предварительная обработка изображения [1–5] для подавления цифрового шума, как основного побочного эффекта, возникающего при работе с фото-сенсорами и электронными устройствами, предполагает использование математических методов работы с матрицами линейного усреднения точек по соседям и т.д. Связующим звеном в этих методах, кроме использования пиксельной матрицы как объекта преобразования, является использование алгоритма двумерной свертки. Однако, использование данного алгоритма сопряжено с проблемой вычисления значений свертки на граничных пикселях матрицы растрового изображения [6]. Рассмотрим подробнее эту проблему и предложим метод ее решения.

Операция двумерной свертки, проблема граничных пикселей

В практике цифровой обработки изображений широко используется некаузальная

масочная фильтрация. Маской называют функцию $a(i, j)$, которая представляет собой весовые коэффициенты, заданные во всех точках окрестности, обычно симметрично окружающую рабочую точку кадра. В теории масочной фильтрации часто используется понятие двумерной свертки, с помощью которой можно создавать графические фильтры и воздействовать на изображения. Как известно, в работе с изображениями, свёртка – это операция вычисления нового значения заданного пикселя, при которой учитываются значения окружающих его соседних пикселей [7, с. 47]. Главным элементом свёртки является **ядро свёртки**, представляющее собой матрицу произвольного размера и отношения сторон (чаще всего матрица размером 3×3). Основная идея работы свертки проста [8, 9]. При вычислении нового значения выбранного пикселя изображения, ядро свёртки воздействует своим центром ядра на пиксел изображения. Соседние пиксели так же взаимодействуют с ядром. Далее, вычисляется сумма произведений значений пикселей изображения на значения, сопоставляемого с данным пикселем элемента ядра. Полученная сумма и является новым значением выбранного пикселя. Если применить двумерную свёртку к каждому пикселю изображения, то получится некий эффект, зависящий от выбранного ядра свертки. А теперь зададимся вопросом, как должен отработать алгоритм свертки на краях изображения? Существует множество ответов на этот вопрос, однако оптимального, с точки зрения объемов использования памяти и уменьшения шума на преобразованном изображении, без потери основных дескрипторов, пока не найдено. Наиболее часто используются следующие подходы.

1. Создание изображения большего размера, чем исходное, у которого на краях будут заданы дополнительные значения пикселей. Дополнительные значения могут быть: равными 0, полученными с другой стороны изображения, продублированным крайним пикселем изображения, отраженными относительно границ, полученными экстраполяцией и т.д.

2. Создание промежуточного изображения. В центр изображения копируется входная картинка, а края заполняются крайними пикселями изображения. Размытие применяется

к промежуточному буферу, а потом из него извлекается результат.

Это лишь немногие методы решения возникшей проблемы. Учитывая все возрастающий интерес к визуальному распознаванию и коррекции растровых изображений, однозначно можно утверждать то, что число разнообразных фильтров на основе операции двумерной свертки будет лишь увеличиваться. В свою очередь, это приводит к поиску более эффективных способов решения проблемы граничных пикселей в алгоритме двумерной свертки. Применение различных методов для обработки одного и того же изображения предполагает неодинаковое использование вычислительных ресурсов. Основной же целью является улучшение качества обрабатываемого изображения. Это указывает на необходимость соблюдения консенсуса между экономией вычислительных ресурсов и улучшением обрабатываемого изображения. Алгоритм свертки, дополненный модификацией для корректной обработки граничных пикселей, не должен расточительно использовать ресурсы, но определять наиболее близко код полутона граничных пикселей относительно исходного изображения.

Весовой алгоритм определения кода полутона для граничных пикселей полутонного изображения

На наш взгляд, наиболее эффективным здесь является следующий, альтернативный, весовой метод работы с кодами полутона граничных пикселей для алгоритма двумерной свертки, основные черты которого были впервые представлены в [10]. Модификация не предполагает создания промежуточного изображения, а лишь использования квадратной подматрицы пикселей $A^+ = \{a_{i,j}^+\}_{n \times n}$ порядка n , состоящей из n^2 пикселей оригинальной матрицы $A = \{a_{I,J}\}_{h \times w}$; $n \leq \min(h+2, w+2)$. Номера строк и столбцов матрицы A обозначим через $I = 0, h+1, J = 0, w+1$.

Очень важны диапазоны изменения индексов строк и столбцов i, j (далее так же k, p) элементов пиксельной подматрицы. Диапазоны изменений будут существенно различаться, в зависимости от расположения стороны (левая, нижняя, правая, верхняя)

граничных пикселей относительно оригинальной пиксельной матрицы полутонового изображения A . Расположение и соответствующие ему диапазоны индексов будут

$$(i, j) = \begin{cases} i = \overline{1+n(I-1), In}; j = \overline{1, n}; & \text{если, } J = 0; 0 < I < h+1; \\ i = \overline{(h+1)-n, h}; j = \overline{1+n(J-1), Jn}; & \text{если, } 0 < J < w+1; I = h+1; \\ i = \overline{1+n(I-1), In}; j = \overline{(w+1)-n, w}; & \text{если, } J = w+1; 0 < I < h+1; \\ i = \overline{1, n}; j = \overline{1+n(J-1), Jn}; & \text{если, } 0 < J < w+1; I = 0. \end{cases}$$

Далее указание изменения диапазонов строк и столбцов в описании формул будет опускаться, предполагая выбор его заранее, в зависимости от $I = 0, h+1, J = 0, w+1$.

Код полутона проблемного пикселя определяется, исходя из наиболее часто встречающихся кода полутонов среди других t^2 пикселей $a_{i,j}^+$ подматрицы A^+ и располагается в непосредственной близости от граничного пикселя.

Под близкими, имеется в виду t^2 пикселей, являющихся смежными к граничному пикселю на глубину до t пикселей. Величина t определяется произвольно, исходя только из трех условий: четного значения, ограничений вычислительных возможностей системы и размера изображения, ограниченных меньшей границей т.е. $t = \begin{cases} 3, 5, \dots, h-1; & h \leq w; \\ 3, 5, \dots, w-1; & w \leq h. \end{cases}$

Модификация предполагает использование специальных весовых коэффициентов пикселей $\alpha_{i,j}$ для каждого пикселя, отвечающего за оценку «встречаемости» этого кода полутона среди других кодов полутонов t^2 пикселей.

Итак, опишем основные этапы алгоритма, учитывая известные строку и столбец $I = 0, h+1, J = 0, w+1$ граничного пикселя, для которого необходимо провести вычисление.

1. Вычисление угловых точек. Особым случаем будет расчёт 4 «угловых» граничных пикселей относительно оригинального полутонового изображения, которые могут быть вычислены сразу же, и из-за их небольшого числа не будут играть существенную роль.

$$a_{0,0} = a_{1,1}^+; a_{h+1,0} = a_{h,1}^+; a_{0,w+1} = a_{1,w}^+; a_{h+1,w+1} = a_{h,w}^+.$$

2. Подготовка весовых коэффициентов пикселей. Все весовые коэффициенты $\alpha_{i,j}$ для элементов $a_{i,j}^+$ принимают равные значения

определяться, исходя из заданных номеров строк и столбцов $I = 0, h+1, J = 0, w+1$ граничного элемента матрицы требующего вычисления по правилу:

$\alpha_{i,j} = \frac{1}{t^2}$. Значение t выбирается, исходя их двух приведенных выше ограничений.

3. Вычисление результирующих весовых коэффициентов. Для вычисления результирующего весового коэффициента $res(\alpha_{i,j})$ для пикселя $a_{i,j}^+$ необходимо суммировать весовые коэффициенты $\alpha_{k,p}$; для пикселей $a_{k,p}^+$ при $a_{i,j}^+ = a_{k,p}^+$. Иначе, оставить результирующий вес $res(\alpha_{i,j})$ неизменным, то есть $res(\alpha_{i,j}) = \sum_k \sum_p \{ \alpha_{k,p} | a_{i,j}^+ = a_{k,p}^+ \}$.

Определение значения кода полутона граничного пикселя. Значения граничных пикселей определяется по оценке результирующих весовых коэффициентов, полученных на шаге 2.

Среди результирующих весовых коэффициентов $res(\alpha_{i,j})$ для пикселей $a_{i,j}^+$ находится коэффициент с максимальным значением. Если его значение не равно заданному значению на первом шаге: $\max\{res(\alpha_{i,j})\} \neq \frac{1}{t^2}$, то очевидно, что коэффициент характеризует пиксель $a_{i,j}^+$ с наиболее часто повторяемым полутоном среди других t^2 пикселей, и граничный пиксель примет его значение. Если максимальное значение не изменилось: $\max\{res(\alpha_{i,j})\} = \frac{1}{t^2}$, то все t^2 пиксели имеют различные коды полутона или сформировались группы пикселей, равные по числу пикселей, но различные по коду полутона. В этом случае граничным пикселем будет первый ближайший смежный пиксель, то есть: $a_{i,1}^+$ для левых граничных пикселей на изображении, $a_{i,w}^+$ для правых, $a_{1,j}^+$ для верхних, $a_{h,i}^+$ для нижних. Представим вышесказанное в виде формул, подставляя вместо $I = 0, h+1, J = 0, w+1$ номер строки и столбца для пикселя, для которого необходимо провести вычисление.

Для угловых граничных пикселей справедливы следующие выражения 1–4:

При $J = 0; 1 \leq I < \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor + 1$; или $J = 0; h - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor < I \leq h$ для левых граничных пикселей

$$a_{I,0} = \begin{cases} a_{i,j}^+, \text{ если } \max\{\text{res}(\alpha_{i,j})\} \neq \frac{1}{t^2}; i = 1, \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor + 1; i = h - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, h; j = 1, \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor; \\ a_{i,1}^+, \text{ если } \max\{\text{res}(\alpha_{i,j})\} = \frac{1}{t^2}; i = 1, \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor + 1; i = h - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, h; j = 1, \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor. \end{cases} \quad (1)$$

При $I = h + 1; 1 \leq J < \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor + 1$; или $I = h + 1; h - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor < J \leq h$; для нижних граничных пикселей:

$$a_{h+1,J} = \begin{cases} a_{i,j}^+, \text{ если } \max\{\text{res}(\alpha_{i,j})\} \neq \frac{1}{t^2}; i = h - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, h; j = 1, \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor + 1; j = w - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, w; \\ a_{i,1}^+, \text{ если } \max\{\text{res}(\alpha_{i,j})\} = \frac{1}{t^2}; i = h - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, h; j = 1, \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor + 1; j = w - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, w. \end{cases} \quad (2)$$

При $J = w + 1; 1 \leq I < \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor + 1$; или $J = w + 1; w - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor < I \leq w$; для нижних граничных пикселей:

$$a_{I,w+1} = \begin{cases} a_{i,j}^+, \text{ если } \max\{\text{res}(\alpha_{i,j})\} \neq \frac{1}{t^2}; i = 1, \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor + 1; i = h - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, t; j = w - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, w; \\ a_{i,1}^+, \text{ если } \max\{\text{res}(\alpha_{i,j})\} = \frac{1}{t^2}; i = 1, \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor + 1; i = h - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, t; j = w - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, w. \end{cases} \quad (3)$$

При $I = 0; 1 \leq J < \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor + 1$ или $I = 0; w - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor < J \leq w$ для нижних граничных пикселей:

$$a_{0,J} = \begin{cases} a_{i,j}^+, \text{ если } \max\{\text{res}(\alpha_{i,j})\} \neq \frac{1}{t^2}; i = 1, \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor + 1; j = 1, \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor + 1; j = w - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, w; \\ a_{i,1}^+, \text{ если } \max\{\text{res}(\alpha_{i,j})\} = \frac{1}{t^2}; i = 1, \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor + 1; j = 1, \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor + 1; j = w - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, w. \end{cases} \quad (4)$$

При $J = 0; \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor < I \leq h - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor$ для левых граничных пикселей:

$$a_{I,0} = \begin{cases} a_{i,j}^+, \text{ если } \max\{\text{res}(\alpha_{i,j})\} \neq \frac{1}{t^2}; i = I - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, I + \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor; j = 1, t; \\ a_{i,1}^+, \text{ если } \max\{\text{res}(\alpha_{i,j})\} = \frac{1}{t^2}; i = I - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, I + \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor; j = 1, t. \end{cases} \quad (5)$$

При $I = h + 1; \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor < J \leq w - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor$ для нижних граничных пикселей:

$$a_{h+1,J} = \begin{cases} a_{i,j}^+, \text{ если } \max\{\text{res}(\alpha_{i,j})\} \neq \frac{1}{t^2}; i = \overline{h-t}, h; j = J - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, J + \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor; \\ a_{h,1}^+, \text{ если } \max\{\text{res}(\alpha_{i,j})\} = \frac{1}{t^2}; i = \overline{h+1-t}, h; j = 1 + t(J-1), Jt. \end{cases} \quad (6)$$

При $J = w + 1; \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor < I \leq h - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor$ для правых граничных пикселей:

$$a_{I,w+1} = \begin{cases} a_{i,j}^+, \text{ если } \max\{\text{res}(\alpha_{i,j})\} \neq \frac{1}{t^2}; i = I - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, I + \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor; j = \overline{w-t}, w; \\ a_{i,w}^+, \text{ если } \max\{\text{res}(\alpha_{i,j})\} = \frac{1}{t^2}; i = 1 + t(I-1), It; j = \overline{w+1-t}, w. \end{cases} \quad (7)$$

При $\left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor < J \leq w - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor; I = 0$ для верхних граничных пикселей:

$$a_{0,J} = \begin{cases} a_{i,j}^+, \text{ если } \max\{res(\alpha_{i,j})\} \neq \frac{1}{t^2}; i = \overline{1,t}; j = I - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, I + \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor; \\ a_{i,j}^+, \text{ если } \max\{res(\alpha_{i,j})\} = \frac{1}{t^2}; i = \overline{1,t}; j = I - \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor, I + \left\lfloor \frac{t}{2} \right\rfloor. \end{cases} \quad (8)$$

Пример. Пусть необходимо выполнить операцию двумерной свертки матриц $A * K$ где, $A = \{a_{i,j}\}; i = 1, h; j = 1, w; h = 5, w = 5$; центр ядра K равен 1 и для оценки граничных пикселей будут использоваться $t^2 = 3^2$ смежных пикселей.

Для граничных элементов матрицы A алгоритм свертки требуется получить недостающие элементы. Эля этого воспользуемся формулами весового алгоритма (1)-(8). Алгоритм не требует одновременное определение всех «граничных» элементов, а только по мере обращения к ним алгоритма двумерной свертки. Для наглядности определим их все сразу. Не линейное действие алгоритма заметно на подчеркнутых элементах.

$$A * K = \begin{pmatrix} 85 & 93 & 236 & 226 & 66 \\ 55 & 13 & 30 & 30 & 194 \\ 185 & 94 & 144 & 46 & 92 \\ 73 & 121 & 207 & 252 & 121 \\ 54 & 219 & 252 & 250 & 9 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

$$\begin{aligned} a_{0,0} = a_{1,1}^+ = 85; & \quad a_{6,0} = a_{5,1}^+ = 54; & \quad a_{0,6} = a_{1,5}^+ = 66; & \quad a_{0,0} = a_{1,1}^+ = 85; \\ a_{1,0} = a_{1,1}^+ = 85; & \quad a_{6,1} = a_{5,1}^+ = 54; & \quad a_{1,6} = a_{1,5}^+ = 66; & \quad a_{0,1} = a_{1,1}^+ = 85; \\ a_{2,0} = a_{2,1}^+ = 55; & \quad a_{6,2} = a_{5,2}^+ = 219; & \quad \underline{a_{2,6} = a_{2,3}^+ = a_{2,4}^+ = 30}; & \quad a_{0,2} = a_{1,2}^+ = 93; \\ a_{3,0} = a_{3,1}^+ = 185; & \quad \underline{a_{6,3} = a_{4,4}^+ = a_{5,3}^+ = 252}; & \quad \underline{a_{3,6} = a_{2,3}^+ = a_{2,4}^+ = 30}; & \quad \underline{a_{0,3} = a_{2,3}^+ = a_{2,4}^+ = 30}; \\ a_{4,0} = a_{4,1}^+ = 73; & \quad \underline{a_{6,4} = a_{4,4}^+ = a_{5,3}^+ = 252}; & \quad \underline{a_{4,6} = a_{4,4}^+ = a_{5,3}^+ = 252}; & \quad \underline{a_{0,4} = a_{2,3}^+ = a_{2,4}^+ = 30}; \\ a_{5,0} = a_{5,1}^+ = 54; & \quad a_{6,5} = a_{5,5}^+ = 9; & \quad a_{5,6} = a_{5,5}^+ = 9; & \quad a_{0,5} = a_{1,5}^+ = 66; \\ a_{6,0} = a_{5,1}^+ = 54; & \quad a_{6,6} = a_{5,5}^+ = 9; & \quad a_{6,6} = a_{5,5}^+ = 9; & \quad a_{0,6} = a_{1,5}^+ = 66. \end{aligned}$$

Алгоритм свертки матриц $A * K$ будет работать с граничными элементами доопределенной матрицы A^F . Матрица $A^F = \{a_{i,j}^F\}; I = 0, h+1; J = 0, w+1; h = 5, w = 5$; состоит только из элементов оригинальной матрицы A и уже вычисленных доопределенных элементов. Матрица A^F указана в приме-

ре лишь для наглядности. На практике хранить промежуточную матрицу A^F не требуется, в связи с тем что, не требуется вычислять одновременно все недостающие элементы и для вычислений можно обойтись обращением к элементам оригинальной матрицы A , а не к элементам ее копии.

$$A^F * K = \begin{pmatrix} \underline{85} & \underline{85} & \underline{93} & \underline{30} & \underline{30} & \underline{66} & \underline{66} \\ \underline{85} & 85 & 93 & 236 & 226 & 66 & \underline{66} \\ \underline{55} & 55 & 13 & 30 & 30 & 194 & \underline{30} \\ \underline{185} & 185 & 94 & 144 & 46 & 92 & \underline{30} \\ \underline{73} & 73 & 121 & 207 & 252 & 121 & \underline{252} \\ \underline{54} & 54 & 219 & 252 & 250 & 9 & \underline{9} \\ \underline{54} & \underline{54} & \underline{219} & \underline{252} & \underline{252} & \underline{9} & \underline{9} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{85} & \underline{85} & \underline{93} & \underline{30} & \underline{30} & \underline{66} & \underline{66} \\ \underline{85} & 85 & 93 & 236 & 226 & 66 & \underline{66} \\ \underline{55} & 85 & 93 & 236 & 226 & 66 & \underline{30} \\ \underline{185} & 55 & 13 & 30 & 30 & 194 & \underline{30} \\ \underline{73} & 185 & 94 & 144 & 46 & 92 & \underline{252} \\ \underline{54} & 73 & 121 & 207 & 252 & 121 & \underline{9} \\ \underline{54} & \underline{54} & \underline{219} & \underline{252} & \underline{252} & \underline{9} & \underline{9} \end{pmatrix}.$$

Далее, с учетом размерности оригинальной матрицы A , получим свертку матриц следующего вида:

$$A^F * K \Rightarrow A * K = \begin{pmatrix} \underline{85} & \underline{85} & \underline{93} & \underline{30} & \underline{30} & \underline{66} & \underline{66} \\ \underline{85} & 85 & 93 & 30 & 30 & 66 & \underline{66} \\ \underline{55} & 85 & 93 & 236 & 226 & 66 & \underline{30} \\ \underline{185} & 55 & 13 & 30 & 30 & 194 & \underline{30} \\ \underline{73} & 185 & 94 & 144 & 46 & 92 & \underline{252} \\ \underline{54} & 73 & 121 & 207 & 252 & 121 & \underline{9} \\ \underline{54} & \underline{54} & \underline{219} & \underline{252} & \underline{252} & \underline{9} & \underline{9} \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} 85 & 93 & 30 & 30 & 66 \\ 85 & 93 & 236 & 226 & 66 \\ 55 & 13 & 30 & 30 & 194 \\ 185 & 94 & 144 & 46 & 92 \\ 73 & 121 & 207 & 252 & 121 \end{pmatrix}.$$

В результате получена матрица, в которой граничные пиксели были учтены в операции двумерной свертки, а ядро свертки, в случае с граничными пикселями, воздействовало с учетом пикселей вычисленных по весовому принципу. Это значит, что каждый граничный пиксел матрицы получен с учетом близости кода полутона близлежащих пикселей.

Заключение

Проблема необработанных граничных пикселей, возникающая при работе с операциями двумерной свертки для подавления цифрового шума, широко распространена в связи с повсеместным использованием методов на основе свертки в области машинного зрения. Описанный алгоритм позволяет учесть все граничные пиксели при

предварительной обработке пиксельного изображения, и решить проблему целого класса методов, а не только отдельных случаев. Особенность представленного алгоритма в том, что он не предполагает хранение промежуточного изображения, а лишь обращения к элементам оригинальной матрицы. Это экономит ресурсы системы и одновременно заполняет недостающие пиксели близкими по полутону значениям по весовому критерию. Алгоритм позволяет варьировать величину t , отвечающую за рассмотрение t^2 близлежащих элементов пиксельной матрицы для граничного пикселя и тем самым подстраиваться под вычислительные возможности используемой системы. Отсутствие жестких ограничений позволяет использовать алгоритм для широкого спектра методов, где задействована операция двумерной свертки.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Гашников М. В.** Методы компьютерной обработки изображений., Методы компьютерной обработки изображений / Под ред. В. А. Сойфера. – 2-е изд., испр. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 784 с.
2. **Яне Б.** Цифровая обработка изображений. Москва: Техносфера, 2007. – 584с.
3. **Фисенко В. Т., Фисенко Т. Ю.** Компьютерная обработка и распознавание изображений: учеб. пособие. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2008. – 192 с.
4. **Форсайт Д., Понс Ж.** Компьютерное зрение. Современный подход. – Вильямс, 2004. – 928 с.
5. **Шапиро Л.** Компьютерное зрение / Л Шапиро, Дж. Стокман; Пер. с англ. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. – 752 с.
6. **Bailey D. G.** Image border management for FPGA based filters. In: 6th IEEE international symposium on electronic design, test and applications, Queenstown, 17–19 Jan 2011, pp 144–149.
7. **Брейсуэлл Р. Н.** Преобразование Хартли: Пер с англ. – М.: Мир, 1990. – 175 с.
8. **Хиршман И. И., Уиддер Д. В.** Преобразования типа свертки. М.: Издательство иностранной литературы, 1958. – 312 с.
9. **Оппенгейм А., Шафер Р.** Цифровая обработка сигналов, Москва, Связь, 1979.
10. **Заерко Д. В.** Весовой метод решения проблемы граничных пикселей в алгоритме сверточной фильтрации цифрового шума / Д. В. Заерко, В. А. Липницкий // Кодирование и цифровая обработка сигналов в инфокоммуникациях: материалы международной научно-практической конференции, Минск, 24 апреля 2020 г. /; редкол.: В. К. Конопелько, В. Ю. Цветков, Л. А. Шичко. – Минск, 2020. – С. 59–63.

REFERENCES

1. **M.V. Gashnikov, N.I. Glumov, N. Yu. Il'yasova, V.V. Myasnikov, et al.**, Computer Image Processing Methods, Ed. by V.A. Soifer, Fizmatlit, Moscow, 2003.– 784 p.
2. **Yane B.** Cifrovaya obrabotka izobrazhenij. Moskva: Tekhnosfera, 2007.– 584p.
3. **Fisenko V.T., Fisenko T.U.** Komp'yuternaya obrabotka i raspoznavanie izobrazhenij: ucheb. posobie.– SPb: SPbGU ITMO, 2008.–192 p.
4. **Forsyth. D, Ponce. J.** Computer vision: a modern approach. Upper Saddle River, N.J., Prentice Hall, 2003.
5. **Shapiro L.** Kompyuternoezrenie / L Shapiro, Dzh. Stokman; Per. s ang.– M.: BINOM. Laboratoriy aznaniy, 2006.– 752 p.
6. **Bailey D.G.** Image border management for FPGA based filters. In: 6th IEEE international symposium on electronic design, test and applications, Queenstown, 17–19 Jan 2011, pp 144–149.
7. **Ronald N.B.** The Hartley Transform. //Oxford University Press, Inc. 1986 Madison Ave. New York, NY United States.
8. **Hirshman I.I., Uidder D.V.** Convolution / Hirshman I. I, Uidder D.V. Conversion type svertki, 1958.– 312 p.
9. **Oppenheim A., Schafer R.** Digital signal processing, 1979.– 283 p.
10. **Zaerko, D.V.** Weighted method solving of boundary pixels problem in digital noise convolution filtering algorithm / D.V. Zaerko, V.A. Lipnitski // Kodirovanie i cifrovaya obrabotka signalov infokommunikaciyah: materials of the international scientific conference, BSUIR, Minsk, Rep. Belarus, 24 April 2020 г.– P. 59–63.

Поступила
01.08.2020

После доработки
01.12.2020

Принята к печати
01.12.2020

ZAERKO D. V., LIPNITSKI V.A.

WEIGHTED DETERMINATION ALGORITHM OF BOUNDARY PIXELS

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minks, Republic Belarus

While working with digital noise reduction techniques, which are based on theory of convolution matrix and used convolution operation, it necessary to use algorithms to bypass boundary pixels in the image pixel matrix. The problem exists because convolution itself algorithm have peculiarity, it mean that peculiarity convolution kernel used to each element of pixel matrix. That feature characterize a lot of classes of methods which used idea of convolution matrix. There are a lot of primitive ways to solve it, but none of these ways made a consensus between economical use of resources and filling border pixels with colour coding, which is not so far from colours of corresponding pixels. The object of research is pixel matrix of image. The subject of study is algorithms for filling boundary pixels when superimposing a convolution matrix on a pixel matrix of an image. The main target is creating of effective filled algorithm for border pixels which are close to code colour to relation pixels for used in convolution matrix. Filled border pixels will use to operation convolution for each pixels original image. Algorithm of filled border pixels by step of applied convolution kernel anchors to the pixel, when pixel accessing in convolution algorithm goes beyond the pixel matrix of the original image. Algorithm takes into account the «special» cases of overstepping and allows to do fast calculation to determine the colour code of the missing pixel. The algorithm is simple to program and easily integrates with the basic convolution matrix algorithm in digital image defects.

Keywords: pixel matrix, digital image defects, digital noise suppression, 2D convolution, noise filtering, boundary pixels, halftone image.



Заерко Денис Владимирович, аспирант кафедры информатики БГУИР, область научных исследований – машинные алгоритмы распознавания объектов, машинное обучение, анализ данных.

Zaerko. D., postgraduate student, Informatics department of BSUR.

Email: zaerko1991@gmail.com



Липницкий Валерий Антонович, профессор, доктор технических наук, кафедра информатики БГУИР, область научных интересов – алгебра и ее приложения, защита информации от помех и несанкционированного доступа.

Lipnitski.V.A., Doctor of technical sciences, Professor, Informatics department of BSUR.

E-mail: valipnitski@yandex.by.

PRIHOZHYY A.A., ZHDANOUSKI A.M.

GENETIC ALGORITHM OF OPTIMIZING THE QUALIFICATION OF PROGRAMMER TEAMS

Belarus national technical university

Abstract. The partitioning a set of professional programmers into a set of teams when a programming project specifies requirements to the competency in various programming technologies and tools is a hard combinatorial problem. The paper proposes a genetic algorithm, which is capable of finding competitive and high-quality partitioning solutions in acceptable runtime. The algorithm introduces chromosomes in such a way as to assign each programmer to a team, define the team staff and easily reconstruct the teams during optimization process. A fitness function characterizes each chromosome with respect to the quality of the programmers partitioning. It accounts for the average qualification of teams and the qualification of team best representatives on each of the technologies. The function recognizes the teams that meet all constraints on the project and are workable from this point of view. It is also capable of recognizing the teams that do not meet the constraints and are unworkable. The algorithm defines the genetic operations of selection, crossing and mutation in such a way as to move programmers from unworkable to workable teams, to increase the number of workable teams, to exchange programmers among workable teams, to increase the competency of every workable team, and thus to maximize the teams overall qualification. Experimental results obtained on a set of programmers graduated from Belarus universities show the capability of the genetic algorithm to find good partitioning solutions, maximize the teams' competency and minimize the number of unemployed programmers.

Keywords: optimization, genetic algorithm, programmer, team, technology, qualification

Introduction

A genetic algorithm is a meta-heuristic that simulates the process of natural selection [1, 2]. Genetic algorithms are capable of generating high-quality solutions to optimization problems by means of operations such as selection, crossing, and mutation. In a genetic algorithm, chromosomes represent candidate solutions to an optimization problem. Initial population of chromosomes is generated randomly. The main loop describes the evolution process, each iteration of which produces a new generation of chromosomes. The fitness of every chromosome is evaluated. The more fit chromosomes are randomly selected as parents from the current population, and new chromosomes are a result of recombination or mutation of the parent chromosome gens. The algorithm terminates when either a given number of generations has been produced, or a stagnation of population occurs.

Genetic algorithms successfully solve problems in many application fields. Work [3] applies a genetic algorithm to finding a valid and feasible path between two positions of the mobile robot, while avoiding obstacles and optimizing the distance, safety...etc. Work [4] proposes

a new prototype of the smart vehicle parking system; a genetic algorithm addresses the issue of scheduling the vehicle to the parking bay. Paper [5] analyzes the genetic algorithm approach for graph coloring corresponding to the university timetable problem; the improvement of the initial solution is exhibited by experimental results. In [6], the authors propose a genetic algorithm for the dynamic airspace configuration; the obtained solutions outperform the existing airspace configurations. Work [7] solves the problem of dataflow pipeline optimization by introducing a genetic algorithm, which performs tuning of optimization heuristics.

Agile technology [8] aims at the flexible software development and finds solutions due to the joint efforts of development teams and customers. Many technological environments use Agile, but it requires further development for distributed programming teams. Agent-based [9] evolutionary optimization methods are capable of performing the management of teams. Work [10] formulated the problem of optimal partitioning of a given set of programmers into teams, and work [11] proposed an approach for the problem solving based on genetic algorithms.

This paper formulates the problem of programmer teams optimization, proposes a genetic algorithm of optimal partitioning a set of programmers into teams, introduces a fitness function for evaluating the quality of solutions found, proposes mechanisms of teams reconstruction based on genetic operations, shows the capability of generating competitive solutions.

Optimizing the size and staff of programming teams on qualification

Let $P = \{p_1, \dots, p_n\}$ be a set of programmers, and $T = \{t_1, \dots, t_m\}$ be a set of programming technologies. Let $Qualif(p) \in [0, 1]$ be a qualification level of programmer $p \in P$ with respect to the level of knowledge / competences in technologies of set T in comparison with the maximally feasible level. Qualification $Qualif(p)$ is a weighted sum of qualifications $Qualif(p, t)$ of programmer p on each technology $t \in T$. We use a questionnaire to obtain a value of $Qualif(p, t)$ of each programmer on each technology.

Let the set P of programmers be divided into k teams, which produce a partitioning set $G = \{g_1, \dots, g_k\}$ such that $g_i \cap g_j = \emptyset, i \neq j$ and $g_1 \cup \dots \cup g_k = P$. Programmers of team $g \in G$ constitute a set P_g . The number of programmers in g is n_g . The overall qualification of team g is $Qualif(g)$. It depends on both n_g and $Qualif(p)$ of each $p \in g$ in sophisticated nonlinear manner. Team qualification $Qualif(g)$ is an integral metric.

Given a partition G , we evaluate the overall qualification of teams of G with a sum of all teams' qualifications:

$$Qualification(G) = \sum_{g \in G} Qualif(g) \quad (1)$$

Let Ω be a set of all feasible partitions of programmer set P into a set G of teams. The partition G has qualification $Qualification(G)$. It is easy to see, that the cardinality of set Ω grows exponentially of the size of set P . The goal of this paper is to develop a method of finding in Ω a partition, which maximizes the overall qualification:

$$\max_{G \in \Omega} Qualification(G) \quad (2)$$

Usually we have to solve this task when several constraints on technologies, programmers and teams are given. The constraints as follows are usually associated with a particular programming project.

Constraint 1. It describes a lower level of qualification of programmer $p \in P$ regarding technology $t \in T$ for all programmers and all technologies.

Constraint 2. It describes a lower level of qualification of the best representative of team $g \in G$ regarding technology $t \in T$ for all teams and all technologies.

Constraint 3. It describes a threshold overall qualification of each team $g \in G$ over all demanded technologies.

Genetic algorithm of optimal partitioning a set of programmers into teams

The genetic algorithm (GA) implements a random process of evolution of a population of chromosomes (decomposition solutions) in order to find the best partitioning of the set of programmers into teams. We build a chromosome as a vector of genes that correspond to the programmers:

$$c = (h_1, \dots, h_i, \dots, h_n) \quad (3)$$

where h_i is a gen, which represent a team number of G the programmer i belongs to. It is obviously that $\{h_1\} \cup \dots \cup \{h_n\} = G$ and $h_1 \cup \dots \cup h_n = P$. The set $P^i(c)$ of programmers chromosome c assigns to team i is

$$P^i(c) = \{j \mid h_j = i, j = 1 \dots n\} \quad (4)$$

Therefore, chromosome c completely determines the staff of each team of G .

Since chromosome c describes a partition G , the partition can be characterized by parameter $Qualification(G)$. We consider the parameter as a value of the chromosome fitness function. The goal of GA is to find a chromosome with the maximal value of this function.

Figure 1 depicts a GA flow. Firstly, GA randomly initializes the population of chromosomes (programmer partitions) in such a way as to assign each programmer to an available team. The number of teams varies randomly for each initial chromosome in a certain range. Secondly, GA runs a loop each iteration of which produces a new generation of programmers partitioning by means of such genetic operations as selection, crossover and mutation. It uses the chromosomes of new generation to update the current population.

The selection operation chooses parents according to the rule of roulette wheel for performing crossing and mutation operations. GA uses

additional types of selecting chromosomes to produce the next generation of partitions and to update the population.

The crossover operation performs the recombination of two chromosomes, thus moving randomly selected programmers from one team to other team. The crossover yields two offsprings. As a result, a team can appear which includes no programmer. Such a situation may require the re-enumeration of teams. Additionally it requires facilities that are capable of extending the set of teams.

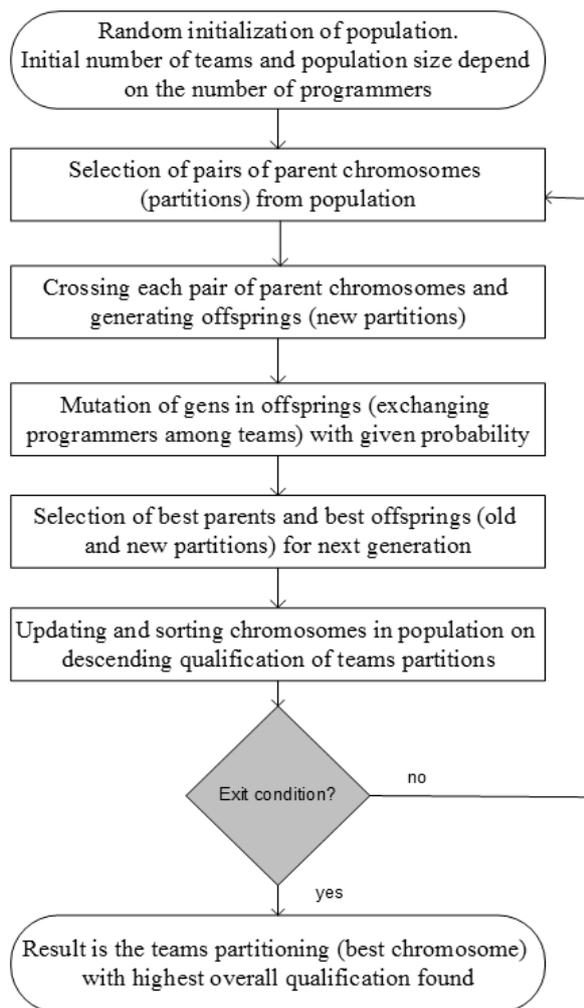


Figure 1 – Genetic algorithm of optimizing the partitioning of programmers into teams

The genetic mutation operation randomly chooses one or more programmers in a chromosome and moves them from one team to another. Each chromosome divides all teams into two classes. The first class includes teams that meet all three constraints described in the previous section. The second class includes teams that fail to

meet at least one of the three constraints. We consider programmers of such a team as temporarily unemployed. The evolution process modeled by GA can potentially find a team for each programmer who has obtained a demanded qualification. We represent the loop exit condition via a constraint on the number of loop iterations or a constraint on the GA runtime. The chromosome with the highest value of fitness function is the solution of the optimization problem.

Chromosome fitness function that evaluates the quality of programmers partitioning

A hierarchy of formulas shown in Figure 2 defines a procedure of calculating the value of fitness function that characterizes the overall qualification of partitioning G of programmers into teams. According to (1), the overall $Qualification(G)$ is a sum of the qualifications $Qualif(g)$, $g \in G$.

The qualification $Qualif(g)$ of team g is a weighted team qualification $Qualif^w(g)$ if the latter is equal or larger than a threshold qualification RQ^g , otherwise we consider team g as unworkable and exclude it from partitioning by zeroing $Qualif(g)$. It is reasonable to take the value of RQ^g from the range $[0.5, 1.0]$, depending on the requirements of the programming project.

We estimate the weighted qualification $Qualif^w(g)$ as the sum of a qualification $Qualif^{best}(g)$ of the best representatives on all technologies with a weight λ , and an average qualification $Qualif^{avg}(g)$ of the team's programmers on all technologies with a weight $1-\lambda$. The weighted qualification can take any value of the range $[0, 1]$. The larger the value of λ , the higher the importance of the best representatives qualification is. The lower the value of λ , the larger the importance of the average qualification of the team programmers is. The qualification of best representatives describes opportunities for the growth of the average team competency.

We estimate the average qualification $Qualif^{avg}(g)$ of team g , that includes n_g programmers, as an average value of programmers qualification $Qualif(p)$ over all programmers $p \in P_g$. The qualification $Qualif(p)$ with respect to the level of competency in technologies of set T in relation to the maximum level of competency takes into account a rank of the technology, the competency

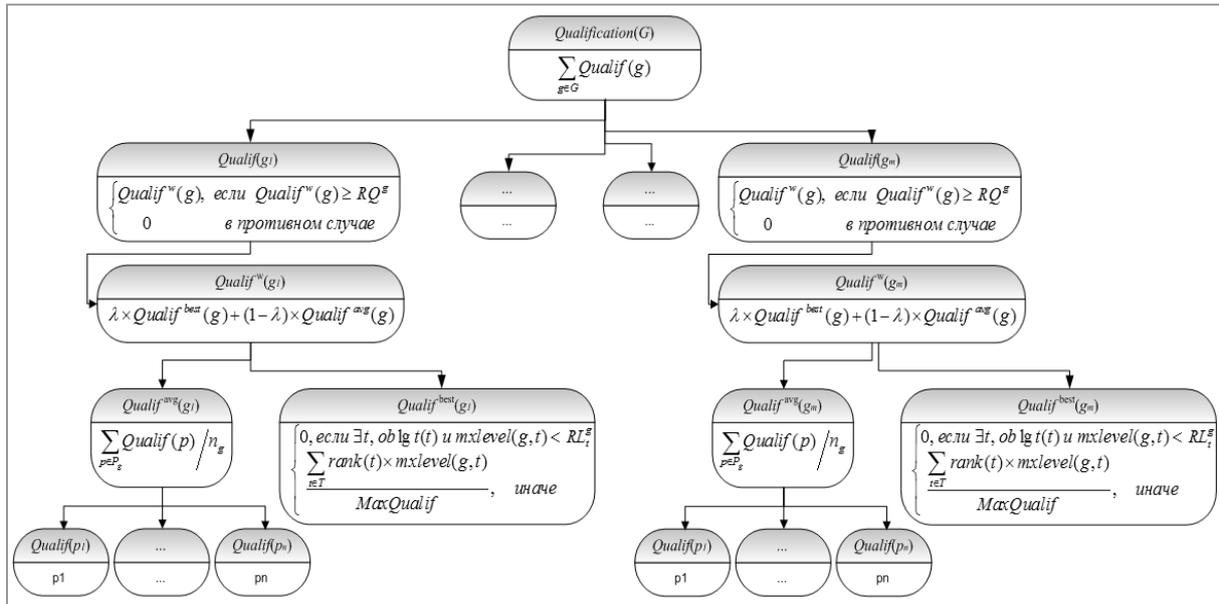


Figure 2 – Calculation of fitness function that evaluates the overall programmer teams qualification

of programmer in the technology, and a threshold value of the competency.

The best representative qualification $Qualif^{best}(g)$ is the most important parameter that characterizes team g . It equals zero if there is at least one mandatory technology for team g , for which the level of qualification of the best representative is less than a threshold value RL_t^g . The justification is that the team is not capable of carrying out projects without highly qualified programmers in key technologies.

Reconstruction of teams by genetic operations

Let us consider the process of crossing and mutation of chromosomes, which represents a repartitioning a set of programmers into teams. To do this, we use two example chromosomes, $c1$ and $c2$ chosen as parents at an iteration of the GA main loop. These chromosomes have the fitness function value of 2.548 and 2.551 respectively. Figure 3 depicts the process of chromosome reconstruction.

Parent chromosomes		Fitness
c1	3 6 2 4 1 2 4 3 5 1 6 3 2 4 1 1 3 2 2 1 2 1 1 1	2.548
c2	3 3 4 3 2 2 3 3 1 4 3 2 3 1 2 6 3 2 1 2 1 2 3 3	2.551
Crossover		
c3	3 6 2 4 1 2 4 3 1 4 3 2 3 1 2 6 3 2 2 1 2 1 1 1	2.535
c4	3 3 4 3 2 2 3 3 5 1 6 3 2 4 1 1 3 2 1 2 1 2 3 3	1.451
Mutation		
c5	3 4 2 4 1 2 4 3 1 4 3 2 3 1 2 6 3 2 2 1 2 1 1 1	2.566
c6	3 3 4 3 2 2 3 3 5 1 6 3 2 4 1 1 3 2 1 2 1 2 3 3	1.451
Selection chromosomes for next generation		
c7	3 3 4 3 2 2 3 3 1 4 3 2 3 1 2 6 3 2 1 2 1 2 3 3	2.551
c8	3 4 2 4 1 2 4 3 1 4 3 2 3 1 2 6 3 2 2 1 2 1 1 1	2.566

Figure 3 – Application of genetic operations to two parent chromosomes

Crossing consists in breaking two selected parental chromosomes and recombining the resulting chromosomal segments, which give a pair of offspring chromosomes. In the current version of GA, we use a two-point crossover. It divides each of the parental chromosomes into 3 parts (in Figure 3, parts 1 and 3 are in white, and part 2 is in black) and generates on their basis two offsprings *c3* and *c4* according to the rules 1–2–1 and 2–1–2 (numbers indicate parents of the parts). The fitness function value of chromosomes *c3* and *c4* is 2.535 and 1.451 respectively.

Mutations, i.e. random changes in chromosome gene values are intended to expand the search space when solving the optimization problem. If in a gene of the chromosomes of the initial population only a part of the possible values was generated, then the execution of the operators of crossing and selection cannot produce the values that have dropped out of consideration. The mutation operation is capable of creating new teams of programmers or combining existing ones. It modifies one of the crossover's

offsprings with a certain probability. In Figure 3, the first offspring *c3* underwent a mutation, as a result the value of second gene was changed from 6 to 4, which means that the programmer, *p2* was moved from one group to another in chromosome *c5*. The fitness function of *c5* has a value of 2.566. Chromosome *c6* is identical to chromosome *c4* as no mutation has been performed.

GA selects a best parent chromosome and a best offspring in the next generation. Thus, the chromosome *c2* with the overall teams' qualification of 2.551 becomes the first chromosome *c7* that goes to the next generation. The best offspring *c5* with the overall teams' qualification of 2.566 becomes the second chromosome *c8* that replaces the worst parent chromosome *c1* in the next generation.

Figure 4 illustrates the step by step repartitioning of the programmer teams induced by the genetic operations. Team 1 contains programmers not included in the workable teams enumerated starting from two; therefore, we call such a team as unemployed team. This team includes the

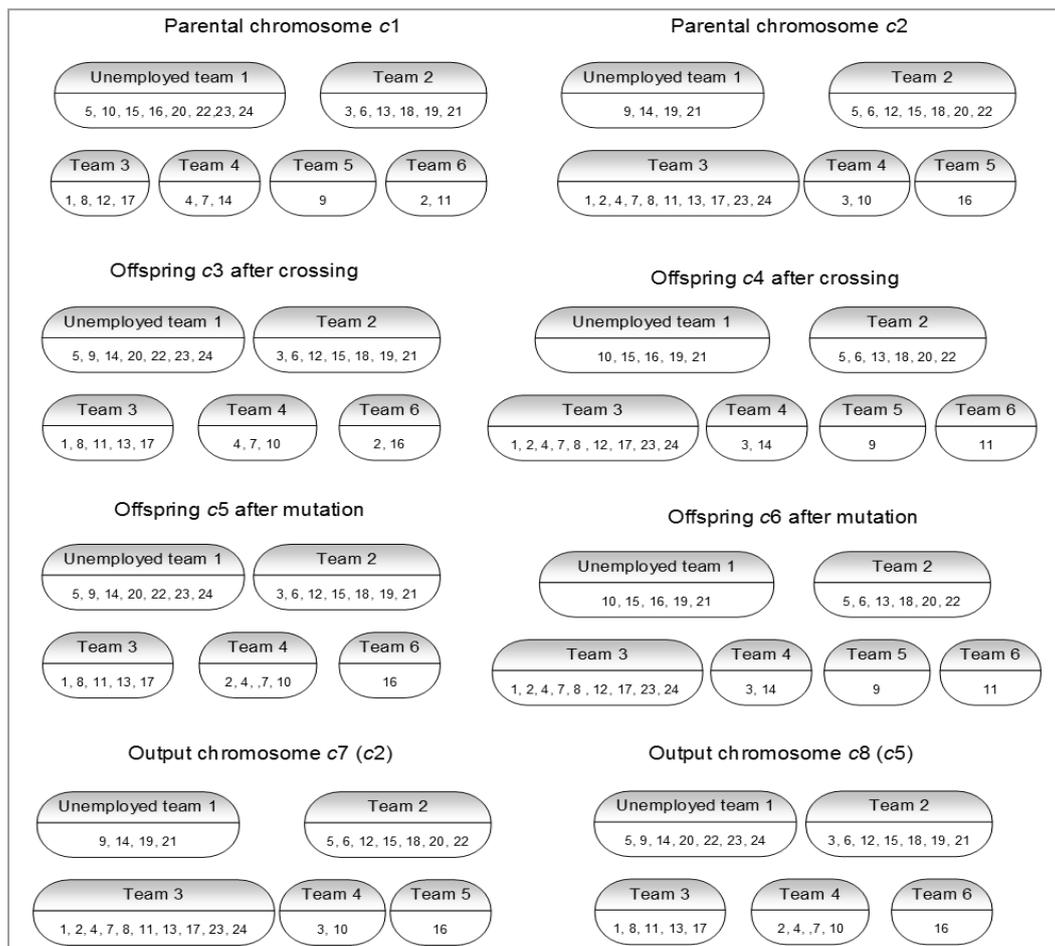


Figure 4 – Reconstruction of programmer teams by genetic operations

representatives of all teams defined by a chromosome the qualification of which do not meet the specified constraints. During functioning, GA may distribute programmers of the unemployed team among workable teams, if this will maximize the overall teams' qualification, and the qualification will be larger than the threshold level.

Experimental results

We have developed a computer program that implements the proposed GA, and have carried out computational experiments on the optimization of partitioning 24 professional programmers into teams. As many as 16 programming technologies used for estimating the qualification of programmers and teams. Questionnaires allowed for obtaining the level of each programmer competency in each of the technologies.

Table 1 reports experimental results obtained on eight runs of GA done at various values of threshold qualification of one team: 0.4, 0.45, 0.5, 0.55, 0.6, 0.65, 0.7, and 0.75. For each run,

the key measured parameters are the number of work-able teams and the actual value of the overall teams' qualification. An additional important parameter is the number of programmers involved in the workable teams. The rest programmers are in reserve. The two key parameters allow for the calculation of the average team qualification. This qualification is always larger than the threshold team qualification. The increase of threshold qualification from 0.4 to 0.75 with the step of 0.05 has given the number of workable teams of 9, 8, 8, 8, 6, 5, 3, and 2. It has also given the overall qualifications of 5.42, 5.05, 5.04, 5.01, 4.10, 3.48, 2.27, and 1.57 respectively. The number of teams and their overall qualification falls because of more severe requirements to the team qualification. As for the team actual average qualification, it remains almost the same at the values of threshold qualification from 0.4 to 0.55, and then it grows rapidly reducing the number of teams essentially and increasing the number of unemployed programmers. Table 1 provides detailed information

Table 1. Partitioning of a set of 24 professional programmers into teams by GA on 16 technologies

Run	Team qualification constraint	Number of teams (programmers)	Overall qualification	Team average qualification	Teams count	Staff of teams
1	0.40	9 (22)	5.42	0.602	1-9	$g_1=\{6,7,15,17,24\}$, $g_2=\{11,20,23\}$, $g_3=\{1,3,5,14\}$, $g_4=\{8,19,21\}$, $g_5=\{18\}$, $g_6=\{16\}$, $g_7=\{22\}$, $g_8=\{2,12\}$, $g_9=\{10,13\}$,
					reserve	{4,9}
					1-8	$g_1=\{8,13,15,21,24\}$, $g_2=\{2,5,6,9,14\}$, $g_3=\{3,4,7\}$, $g_4=\{12,22\}$, $g_5=\{10,11\}$, $g_6=\{16,19\}$,
					reserve	{20}
2	0.45	8 (23)	5.05	0.631	1-8	$g_1=\{4,11,17,20\}$, $g_2=\{3,5,14,19\}$, $g_3=\{7,9,13,22\}$, $g_4=\{1,12,15,24\}$, $g_5=\{2,6,21\}$, $g_6=\{18\}$, $g_7=\{8,23\}$, $g_8=\{16\}$
					reserve	{10}
					1-8	$g_1=\{3,4,6,9,11,17\}$, $g_2=\{5,19,21,24\}$, $g_3=\{10,14\}$, $g_4=\{8,12,15\}$, $g_5=\{1,7\}$, $g_6=\{18\}$, $g_7=\{16\}$, $g_8=\{13,22\}$
					reserve	{2,20,23}
3	0.50	8 (23)	5.04	0.630	1-8	$g_1=\{2,4,7,9,14,16\}$, $g_2=\{3,6,10,13,17,21,24\}$, $g_3=\{12,22\}$, $g_4=\{1,5,8,23\}$, $g_5=\{11,15\}$, $g_6=\{18\}$
					reserve	{19,20}
					1-5	$g_1=\{1,2,4,5,8,14,15\}$, $g_2=\{12,16,20\}$, $g_3=\{10,11\}$, $g_4=\{19,22,23\}$, $g_5=\{18\}$
					reserve	{3,6,7,9,13,17,21,24}
4	0.55	8 (21)	5.01	0.626	1-8	$g_1=\{2,9,10,11,13,14,22,23\}$, $g_2=\{7,12,15,16\}$, $g_3=\{18\}$
					reserve	{1,3,4,5,6,8,17,19, 20,21,24}
					1-6	$g_1=\{7,10,11,12,15\}$, $g_2=\{18\}$
					reserve	{1,2,3,4,5,6,8,9,13,14,16,17,19,20, 21,22,23,24}
5	0.60	6 (22)	4.10	0.683	1-6	$g_1=\{2,4,7,9,14,16\}$, $g_2=\{3,6,10,13,17,21,24\}$, $g_3=\{12,22\}$, $g_4=\{1,5,8,23\}$, $g_5=\{11,15\}$, $g_6=\{18\}$
					reserve	{19,20}
					1-5	$g_1=\{1,2,4,5,8,14,15\}$, $g_2=\{12,16,20\}$, $g_3=\{10,11\}$, $g_4=\{19,22,23\}$, $g_5=\{18\}$
					reserve	{3,6,7,9,13,17,21,24}
6	0.65	5 (16)	3.48	0.696	1-5	$g_1=\{2,9,10,11,13,14,22,23\}$, $g_2=\{7,12,15,16\}$, $g_3=\{18\}$
					reserve	{1,3,4,5,6,8,17,19, 20,21,24}
					1-3	$g_1=\{7,10,11,12,15\}$, $g_2=\{18\}$
					reserve	{1,2,3,4,5,6,8,9,13,14,16,17,19,20, 21,22,23,24}
7	0.70	3 (13)	2.27	0.757	1-3	$g_1=\{2,9,10,11,13,14,22,23\}$, $g_2=\{7,12,15,16\}$, $g_3=\{18\}$
					reserve	{1,3,4,5,6,8,17,19, 20,21,24}
					1-2	$g_1=\{7,10,11,12,15\}$, $g_2=\{18\}$
					reserve	{1,2,3,4,5,6,8,9,13,14,16,17,19,20, 21,22,23,24}
8	0.75	2 (6)	1.57	0.785	1-2	$g_1=\{7,10,11,12,15\}$, $g_2=\{18\}$
					reserve	{1,2,3,4,5,6,8,9,13,14,16,17,19,20, 21,22,23,24}
					1-2	$g_1=\{7,10,11,12,15\}$, $g_2=\{18\}$
					reserve	{1,2,3,4,5,6,8,9,13,14,16,17,19,20, 21,22,23,24}

on the number of programmers and on the staff of each workable team. The programmers included in a small team are usually more qualified on average over all technologies. The programmers included in a large team are usually less qualified on average or are highly qualified in restricted set of technologies.

GA has increased the overall teams' qualification within a single run of the algorithm by about 30% against the best partitioning in the initial random population of chromosomes. It means the genetic operation are an effective facility of searching for an optimal solution.

In order to find an optimal partitioning of a large set of programmers, we develop a parallel version of GA. We use methods of work [12] to create an efficient parallel genetic algorithm for performing on parallel architectures.

Conclusion

Partitioning a set of professional programmers into workable teams is a hard combinatorial problem when the goal is to achieve the maximal overall technological competency while working on an IT project. The genetic algorithm we propose in the paper is capable of finding good solutions of the problem. Depending on the project constraints and on the set of participant candidates, the algorithm finds a preferable number of teams, the optimal size and staff of each team, which maximize the overall teams' qualification and minimize the number of skilled programmers not involved in the project. Experimental results obtained for programmers graduated from Belarus universities show that the proposed genetic operations efficiently recombine promising solutions and exhaustively scan the search space.

REFERENCES

1. **Barricelli, N.A.** Symbio genetic evolution processes realized by artificial methods / N.A. Barricelli // *Methodos*, 1957, pp. 143–182.
2. **McCall, J.** Genetic algorithms for modelling and optimization / J. McCall // *Journal of Computational and Applied Mathematics*, Vol. 184, 2005, pp. 205–222.
3. **Lamini, C.** Genetic Algorithm Based Approach for Autonomous Mobile Robot Path Planning / C. Lamini, S. Benhlima, A. Elbekri // *Procedia Computer Science*, Vol. 127, 2018, pp. 180–189.
4. **Thomas, D., Kovoov B.C.** A Genetic Algorithm Approach to Autonomous Smart Vehicle Parking system / D. Thomas, B.C. Kovoov // *Procedia Computer Science*, Vol. 125, 2018, pp. 68–76.
5. **Assi, M.** Genetic Algorithm Analysis using the Graph Coloring Method for Solving the University Timetable Problem / Assi, M., Halawi, B., Haraty, R.A. // *Procedia Computer Science*, Vol. 126, 2018, pp. 899–906.
6. **M. Sergeeva, D. Delahaye, C. Mancel, A. Vidosavljevic.** Dynamic airspace configuration by genetic algorithm // *journal of traffic and transportation engineering* 2017; 4 (3): pp. 300–314.
7. **Prihozhy, A.A.** Heuristic genetic algorithm for computational pipelines optimization / A.A. Prihozhy, A.M. Zhdanouski, O.N. Karasik, M. Mattavelli // *Doklady BGUIR*, 2017, № 1, c. 34–41.
8. **Joshi, S.** Agile Development – Working with Agile in a Distributed Team Environment / S. Joshi // *MSDN Magazine*, 2012, Vol.27, No.1, pp.1–6.
9. **Müller, J.P., Rao, A.S., Singh, M.P.** A-Teams: An Agent Architecture for Optimization and Decision-Support, *Proceedings 5th International Workshop, ATAL'98 Paris, France, July 4–7, 1998*, pp. 261–276.
10. **Prihozhy, A.A.** Method of qualification estimation and optimization of professional teams of programmers / A.A. Prihozhy, A.M. Zhdanouski // *System analysis and applied information science*. – № 2. – 2018. – C. 4–12.
11. **Prihozhy, A.** Genetic algorithm of optimizing the size, staff and number of professional teams of programmers / A. Prihozhy, A. Zhdanouski // *Open Semantic Technologies for Intelligent Systems: Research Paper Collection*, Issue 3. – Minsk, BSUIR, 2019. – P. 305–310.
12. **Prihozhy, A.A.** Analysis, transformation and optimization for high performance parallel computing / A.A. Prihozhy // Minsk, BNTU. – 2019. – 229 p.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Barricelli, N.A.** Symbio genetic evolution processes realized by artificial methods / N.A. Barricelli // *Methodos*, 1957, pp. 143–182.
2. **McCall, J.** Genetic algorithms for modelling and optimization / J. McCall // *Journal of Computational and Applied Mathematics*, Vol. 184, 2005, pp. 205–222.
3. **Lamini, C.** Genetic Algorithm Based Approach for Autonomous Mobile Robot Path Planning / C. Lamini, S. Benhlima, A. Elbekri // *Procedia Computer Science*, Vol. 127, 2018, pp. 180–189.
4. **Thomas, D., Kovoov B.C.** A Genetic Algorithm Approach to Autonomous Smart Vehicle Parking system / D. Thomas, B.C. Kovoov // *Procedia Computer Science*, Vol. 125, 2018, pp. 68–76.
5. **Assi, M.** Genetic Algorithm Analysis using the Graph Coloring Method for Solving the University Timetable Problem / Assi, M., Halawi, B., Haraty, R.A. // *Procedia Computer Science*, Vol. 126, 2018, pp. 899–906.

6. **M. Sergeeva, D. Delahaye, C. Mancel, A. Vidosavljevic.** Dynamic airspace configuration by genetic algorithm // journal of traffic and transportation engineering 2017; 4 (3): pp. 300–314.
7. **Прихожий, А.** Эвристический генетический алгоритм оптимизации вычислительных конвейеров / А. А. Прихожий, А. М. Ждановский, О. Н. Карасик, М. Маттавели // Доклады БГУИР, 2017, № 1, с. 34–41.
8. **Joshi, S.** Agile Development – Working with Agile in a Distributed Team Environment / S. Joshi // MSDN Magazine, 2012, Vol.27, No.1, pp.1–6.
9. **Müller, J.P., Rao, A.S., Singh, M.P.** A-Teams: An Agent Architecture for Optimization and Decision-Support, Proceedings 5th International Workshop, ATAL'98 Paris, France, July 4–7, 1998, pp. 261–276.
10. **Прихожий, А. А.** Метод оценки квалификации и оптимизация состава профессиональных групп программистов / А. А. Прихожий, А. М. Ждановский // Системный анализ и прикладная информатика.– № 2.– 2018.– С. 4–12.
11. **Prihozhy, A.** Genetic algorithm of optimizing the size, staff and number of professional teams of programmers / A. Prihozhy, A. Zhdanouski // Open Semantic Technologies for Intelligent Systems: Research Paper Collection, Issue 3.– Minsk, BSUIR, 2019.– P. 305–310.
12. **Prihozhy, A.A.** Analysis, transformation and optimization for high performance parallel computing / A. A. Prihozhy // Minsk, BNTU.– 2019.– 229 p.

ПРИХОЖИЙ А. А., ЖДАНОВСКИЙ А. А.

ГЕНЕТИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ ОПТИМИЗАЦИИ КВАЛИФИКАЦИИ ГРУПП ПРОГРАММИСТОВ

Аннотация. Разбиение множества профессиональных программистов на множество команд, когда программистский проект определяет требования к компетенциям в различных технологиях и инструментах программирования, представляет собой сложную комбинаторную проблему. В статье предлагается генетический алгоритм, который способен находить конкурентоспособные и высококачественные решения по разбиению за приемлемое процессорное время. Алгоритм вводит хромосомы таким образом, чтобы распределить каждого программиста в команду, определить состав команд и легко реконструировать команды в процессе оптимизации. Функция приспособленности характеризует каждую хромосому с точки зрения качества разбиения программистов. В ней учитывается средняя квалификация команд и квалификация лучших представителей команд по каждой из технологий. Функция распознает команды, которые удовлетворяют всем ограничениям проекта и являются работоспособными с этой точки зрения. Она также способна распознавать команды, которые не соответствуют требованиям и не являются работоспособными. Алгоритм определяет генетические операции отбора, скрещивания и мутации таким образом, чтобы перемещать программистов из неработоспособных команд в работоспособные, увеличивать количество работоспособных команд, обмениваться программистами между работоспособными командами, повышать компетентность каждой работоспособной команды, и, таким образом, максимально увеличивать общую квалификацию команд. Экспериментальные результаты, полученные на выборке программистов, окончивших вузы Беларуси, показывают способность генетического алгоритма находить хорошие решения для разбиения, максимизировать компетенцию команд и минимизировать количество не работающих программистов.

Ключевые слова: оптимизация, генетический алгоритм, программист, команда, технология, квалификация.



Anatoly Prihozhy received his Diploma of Electrical Engineering from the State Polytechnic, Minsk, Belarus in 1975, his PhD degree in computer-aided design from the National Academy of Sciences Minsk, Belarus in 1984, and his Doctor Habilitation degree in computer sciences from Ukraine, Kyiv and Belarus, Minsk in 1999. His research interests include programming, hardware and system description languages, compilers and tools, system-, high- and logic-level computer aided design and optimization of parallel and incompletely specified digital systems



Zhdanouski Arseni is a postgraduate of the Computer and system software department of Belarusian national technical university, and a software engineer at EPAM Systems. His research interests include programming languages and techologies, and methods of optimization.

В. М. РОМАНЧАК, М. А. ГУНДИНА

СТАНДАРТНЫЙ И СИНГУЛЯРНЫЙ ВЕЙВЛЕТ-АНАЛИЗ

Белорусский национальный технический университет

Аннотация. В работе сформулировано предположение, что при анализе периодического сигнала применение классических вейвлетов может носить вспомогательный характер. Это объясняется тем, что интуитивная интерпретация вейвлет-преобразования не является очевидной. Предлагается основным инструментом в прикладных исследованиях периодических сигналов считать преобразование Фурье. Приводится пример, подтверждающий данную точку зрения. Для выделения периодической составляющей сигнала наряду с вейвлет-анализом предлагается проводить спектральный анализ. Для этого выполняется предварительная фильтрация с использованием сингулярных вейвлетов. Такой подход может существенно дополнить классический вейвлет-анализ.

Ключевые слова: Вейвлет-анализ, сингулярный вейвлет, количество солнечных пятен, Wolfram Mathematica.

Введение

Анализ сигнала производят путем разложения исходного сигнала на более простые составляющие. Сигнал может быть выражен в виде суммы синусоид. Каждая синусоида характеризуется частотой, начальной фазой, амплитудой [1]. Достоинством такого разложения является возможность придать физический и геометрический смысл полученным результатам. Например, нота в музыке является синусоидой с определённой частотой и амплитудой. Синусоиду можно изобразить графически.

В настоящее время популярной темой многих научных и инженерных исследований стали вейвлеты. Известно, что вейвлет – это класс особых функций, определенных с точностью до масштаба и сдвига. Одно из первых упоминаний о вейвлетах появилось в литературе по цифровой обработке и анализу сейсмических сигналов в работах А. Гроссмана и Ж. Морле [2–4]. Такие вейвлеты напоминают по форме затухающую синусоиду и в данной работе называются стандартными. Вейвлет-преобразование разбивает множество данных на составляющие с разными масштабами и сдвигами. При этом теряется возможность простой интерпретации полученных результатов.

Сингулярные вейвлеты впервые рассматривались в работах [5–7]. Сингулярные вейвлеты по форме напоминают дельта-образную функцию. С помощью сингулярных вейвлетов

может быть решена задача сглаживания экспериментальных данных. Целью работы является изучение возможности фильтрации сигнала с помощью сингулярных вейвлетов.

С физической точки зрения цифровая фильтрация – это выделение в определенном частотном диапазоне с помощью цифровых методов полезного сигнала на фоне мешающих помех. В работе сформулировано предположение, что при анализе периодического сигнала применение классических вейвлетов может носить вспомогательный характер. Основным инструментом в прикладных исследованиях такого характера остается преобразование Фурье. В этом случае сохраняется возможность естественной интерпретации результатов исследования. Чтобы убрать из сигнала высокочастотный шум и непериодическую составляющую предлагается применять сингулярные вейвлеты.

Преобразование Фурье

Процесс преобразования сигналов называется фильтрацией. Фильтрацию можно осуществить с помощью ряда Фурье и вейвлет-преобразования. Математической основой спектрального анализа Фурье является преобразование Фурье и ряды Фурье.

Преобразование Фурье является скалярным произведением функции $f(x)$ и комплексной экспоненты $\exp(i\lambda x)$, где λ – частота колебаний. Преобразование Фурье является функцией частоты λ и задается следующей формулой:

$$F(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(x)e^{-i\lambda x} dx.$$

Аппарат Фурье-преобразований дает достаточно простые для расчетов формулы и прозрачную интерпретацию результатов, но не лишен и некоторых недостатков. Чтобы применять спектральный анализ Фурье желательно сигнал представить в виде суммы периодической, случайной и трендовой компоненты [8].

Вейвлет-преобразование

Подобно тому, как в основе аппарата преобразований Фурье лежит единственная функция, так и вейвлет-преобразование строится на основе единственной базисной функции $\psi(x)$. Например, вейвлет Морле имеет вид:

$$\psi(x) = \frac{1}{\sqrt[4]{\pi}} e^{-x^2/2} \cos\left(\pi x \sqrt{\frac{2}{\ln(2)}}\right).$$

На рис. 1 представлен график вейвлета Морле.

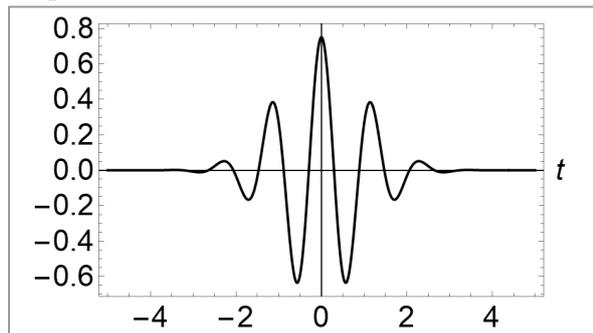


Рис. 1. График вейвлета Морле $\psi(t, a, 0)$

Вейвлет-преобразование строится с помощью вейвлета $\psi(t)$ с произвольными значениями масштабного коэффициента a и параметра сдвига b :

$$W(f)(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt.$$

Традиционно считается, что вейвлет-преобразование является хорошей альтернативой преобразованию Фурье. С помощью вейвлет-преобразования можно найти низкочастотные и высокочастотные характеристики сигнала. Иногда вейвлет-анализ сравнивают с «математическим микроскопом», который позволяет проанализировать сложный сигнал. Вейвлеты широко используются в самых различных областях знаний [2–4]. Но некоторые специалисты считают, что публикации по вейвлетам

в прикладных исследованиях имеют низкую информационную ценность, в работах отсутствует статистическое обоснование результатов и выводов [8–9]. И для определенного класса задач такое мнение можно считать верным. Возможное объяснение состоит в том, что фундаментальная теория вейвлет-анализа столкнулась с трудностями, которые, насколько нам известно, не нашли отражения в теоретических работах посвященных вейвлетам. Трудности обусловлены тем, что в прикладных исследованиях интерпретация результатов вейвлет-анализа, в отличие от анализа Фурье, является сложной проблемой [10]. Поэтому в данной работе предлагается алгоритм обработки экспериментальных данных, результаты которого сводятся к анализу Фурье. Алгоритм состоит из двух частей. Вначале осуществляется предварительная фильтрация сигнала. Далее отфильтрованный сигнал анализируется с применением спектрального анализа Фурье. Для решения первой задачи применяются сингулярные вейвлеты, которые позволяют избежать амплитудных искажений сигнала. Теперь поясним почему сложно понять и почему ошибочна интерпретация вейвлет-преобразования как аналога и альтернативы для спектрального анализа методом преобразования Фурье.

Недостатки классических вейвлетов

Преобразование Фурье является проекцией функции $f(x)$ на комплексные экспоненты $\exp(i\lambda x)$, где λ – частота колебаний. Спектр Фурье допускает простую физическую интерпретацию. Чем модуль коэффициента Фурье больше, тем амплитуда колебаний больше. Аналогично коэффициент вейвлет-преобразования $W(a, b)$ является проекцией сигнала на базисный вейвлет. Чем коэффициент больше, тем ближе сигнал напоминает по форме вейвлет. Таким образом вейвлет-преобразование и преобразование Фурье имеют общую математическую основу. Однако нельзя рассматривать вейвлет преобразование как аналог спектрального анализа. Это означает, что нельзя объяснять вейвлет-преобразование в терминах анализа Фурье. Например, выполним вейвлет-преобразование для сигнала $S(x) = \sin(x) + \sin(5x)$, используя вейвлет Морле. Из рис. 2 следует, что вейвлет-преобразование позволяет правильно оценить наличие периодических составляющих в анализируемом

сигнале. Но неспециалисту трудно понять, почему амплитуды сигналов на рис. 2 значительно отличаются. Поэтому ошибочно считать, что «вейвлет-спектрограммы намного более информативны, чем обычные фурье-спектрограммы» [4]. Этот пример подтверждает, что существенным недостатком вейвлет-преобразования является сложная интерпретация получаемых численных значений. Кроме того, результаты использования вейвлетов различного масштаба и частоты плохо сопоставимы между собой из-за неконтролируемого изменения частотных и амплитудных характеристик сигнала. Чтобы уточнить результаты вейвлет-анализа в некоторых случаях можно дополнительно провести спектральный анализ сигнала. Для этого предлагается выполнить предварительную фильтрацию сигнала, используя сингулярные вейвлеты.

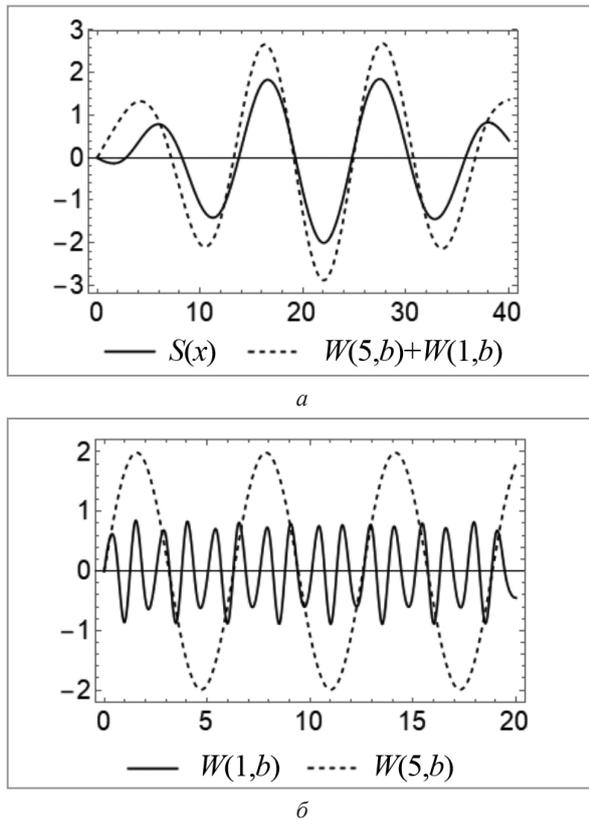


Рис. 2. Графическое представление сигнала
 а – исходный и обработанный сигнал,
 б – $W(1, b), W(5, b)$

Сингулярные вейвлеты

Пусть существует среднее значение вейвлета на числовой оси:

$$C_\psi = \int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt, |C_\psi| < \infty$$

Для классического вейвлета считается, что для базисного вейвлета должно выполняться условие допустимости: среднее значение вейвлета должно равняться нулю: $C_\psi = 0$. Для сингулярного вейвлета удобно считать, что среднее значение равно единице: $C_\psi = 1$. Например, в качестве базисного вейвлета $\psi(t)$ можно использовать дельта-образную функцию нормального распределения. График такого вейвлета представлен на рис. 3.

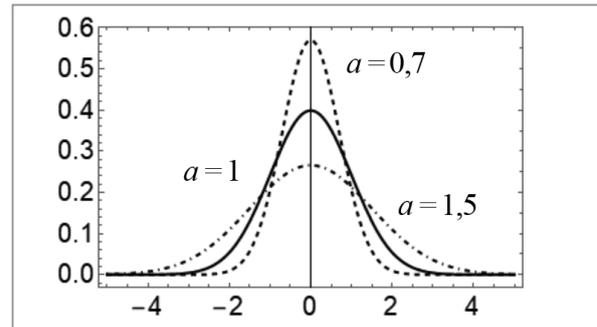


Рис. 3. График вейвлета Гаусса
 $\psi(t;0,7;0), \psi(t;1;0), \psi(t;1,5;0)$

Пусть $\psi(t)$ – сингулярный вейвлет. Для функции $f(x)$ справедливо следующее вейвлет-разложение [5]:

$$f(x) = \sum_{k=0}^K WF_k(x, a_k) + F_{K+1}(x), \quad (1)$$

где $a_k = \alpha 2^{-k}$, α – постоянная; дискретное вейвлет-преобразование $WF^k(x, a_k)$ вычисляется по формуле:

$$WF_k(x, a_k) = \frac{\sum_i F_{k,i} \psi\left(\frac{x_i - x}{a_k}\right)}{\sum_i \psi\left(\frac{x_i - x}{a_k}\right)}$$

причем коэффициенты вейвлет-преобразований находятся по схеме:

$$F_{k+1,j} = F_{k,j} - WF_k(x_j, a_k),$$

$F_{0,j} = f(x_j); j = 1, \dots, n; k$ – порядковый номер вейвлет-преобразования, $k=0, 1, 2, \dots, K, K \geq 1$; K – порядок приближения; $F_{K+1}(x)$ – остаточный член (погрешность аппроксимации); $f(x_j)$ – заданные дискретные значения. В сумме (1) участвуют слагаемые с последовательно уменьшающимися значениями масштаба a_k . Для спектрального анализа из суммы (1) можно отбросить слагаемые с очень малыми и большими значениями масштаба. С этой целью будем рассматривать функцию:

$$S(x, m, n) = \sum_{k=m}^n WF^k(x, a_k), \quad (2)$$

где $a_k = \alpha 2^{-k}$, α – постоянная; m, n – целые числа, для которых выполняется неравенство $K \geq n \geq m > 0$. Функция (2) фактически служит фильтром, который позволяет в некоторых случаях выполнить полосовую фильтрацию.

Пример. Покажем, как предлагаемый алгоритм может служить дополнением к вейвлет-анализу сигнала. В качестве примера проведем анализ солнечной активности, показателем которой служит среднегодовое число пятен на Солнце. График изменения числа пятен за последние 50 лет имеет период, который охватывает приблизительно 11 лет. Стандартное вейвлет-преобразование проектирует одномерный сигнал (который был функцией только времени) на плоскость время-масштаб. На вейвлет-плоскости одиннадцатилетнему циклу соответствуют темные и светлые пятна, распределенные вертикально в левой части рис. 4.

Рис. 4 демонстрирует преимущество вейвлет-анализа перед анализом Фурье в случае нестационарного сигнала. На рисунке видно изменение сигнала по времени. Такой информации не содержит преобразование Фурье. Частотный анализ сигнала проведем, выполнив предварительную фильтрацию сигнала используя формулу (2) с параметрами $m = 2, n = 4, \alpha = 1$.

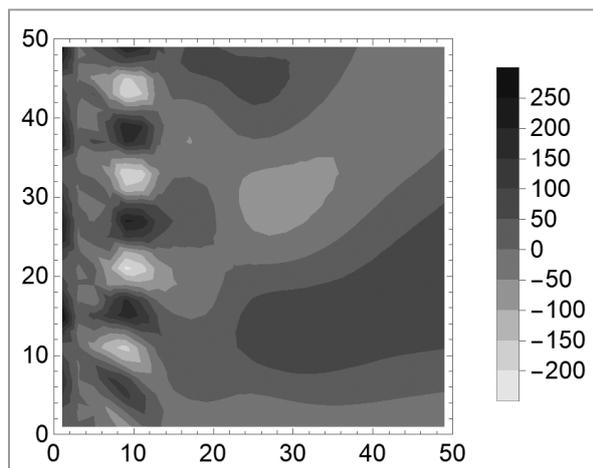
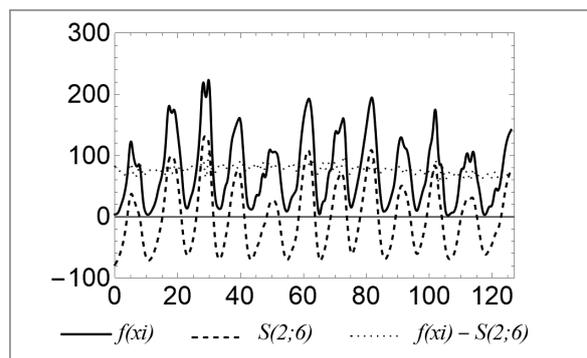


Рис. 4. Скалограмма солнечных пятен $W(a, b)$

Спектральная диаграмма амплитуд содержит амплитуды всех гармоник, из которых складывается сигнал. Таким образом, преобразование Фурье дополняет результаты вейвлет-анализа.

На рис. 5 видны амплитуды гармоник, которые соответствуют примерно 11-летнему периоду колебаний солнечной активности в течение последних 128 лет, также можно обнаружить небольшие периодические колебания солнечной активности с периодом около ста лет.



Исходный сигнал, отфильтрованный сигнал и остаточный сигнал

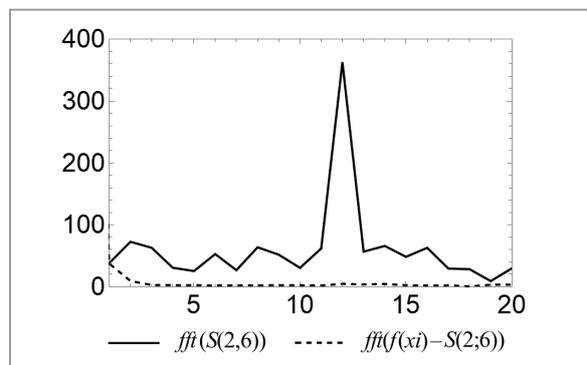


Рис. 5. Спектр Фурье отфильтрованного и остаточного сигнала

Выводы

В некоторых случаях для анализа сигнала можно применить предварительную фильтрацию сигнала, используя сингулярные вейвлеты. После предварительной фильтрации можно выполнить спектральный анализ сигнала. Такой подход удобно применять в сочетании с классическим вейвлет-анализом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Марпл, С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С. Л. Марпл. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
2. Чуи, К. Введение в вэйвлеты / К. Чуи. – М.: Мир, 2001. – 412 с.

3. Добеши, И. Десять лекций по вейвлетам. / И. Добеши. Ижевск: НИЦ РХД, 2001.–464 с.
4. Дьяконов, В. П. Вейвлеты. От теории к практике / В. П. Дьяконов.– М.: СОЛОН Пресс, 2004.–400 с.
5. Романчак, В. М. Аппроксимация сингулярными вейвлетом / В. М. Романчак // Системный анализ и прикладная информатика, 2018.– № 2.– С. 23–28.
6. Романчак В. М. Локальные преобразования с сингулярным вейвлетом / В. М. Романчак // Информатика, 2020.– Т. 17.– № 1.– С. 39–46.
7. Романчак В. М. Сингулярные вейвлеты на конечном интервале / В. М. Романчак // Информатика, 2018.– Т. 15.– № 4.– С. 39–49.
8. Кулаичев, А. П. Критика вейвлет анализа ЭЭГ / А. П. Кулаичев // Актуальные проблемы гуманитарных и естественных наук, 2016.– Т. 1.– № 12.– С. 47–57.
9. Кулаичев, А. П. Компьютерная электрофизиология и функциональная диагностика / А. П. Кулаичев.– М.: ФОРУМ – ИНФРА-М, 2016.– 640 с.
10. Komorowski, D. The Use of Continuous Wavelet Transform Based on the Fast Fourier Transform in the Analysis of Multi-channel Electrogastrography Recordings / D. Komorowski, S. Pietraszek // J. Med. Syst.– V. 40.– No. 10.– 2016. Doi: 10.1007/s10916–015–0358–4.

REFERENCES

1. Marple, S. L. Digital spectral analysis and its applications / S. L. Marple.– М.: Mir, 1990.–584 p.
2. Chewy, K. Introduction to wavelets / K. Chewy.– М.: Mir, 2001.–412 p.
3. Dobeshi, I. Ten lectures on wavelets. / I. Dobeshi. Izhevsk: SRC “RCD”, 2001.–464 p.
4. Dyakonov, V. P. Wavelets. From theory to practice / V. P. Deacons.– М.: SOLONPress, 2004.–400 с.
5. Romanchak, V. M. Approximation by singular wavelets / V. M. Romanchak // System analysis and applied informatics, 2018.– No. 2.– P. 23–28.
6. Romanchak V. M. Local transformations with a singular wavelet / V. M. Romanchak // Computer Science, 2020.– V. 17.– No.1.– P. 39–46.
7. Romanchak V. M. Singular wavelets on a finite interval / V. M. Romanchak // Informatika, 2018.– Т. 15.– No. 4.– P. 39–49.
8. Kulachev, A. P. Critique of the wavelet analysis of the EEG / A. P. Kulachev // Actual problems of the humanities and natural sciences, 2016.– V. 1.– No. 12.– P. 47–57.
9. Kulachev, A. P. Computer electrophysiology and functional diagnostics / A. P. Kulaichev.– М.: FORUM–INFRA-M, 2016.– 640 p.
10. Komorowski, D. The Use of Continuous Wavelet Transform Based on the Fast Fourier Transform in the Analysis of Multi-channel Electrogastrography Recordings / D. Komorowski, S. Pietraszek // J. Med. Syst.– V. 40.– No. 10.– 2016. Doi: 10.1007/s10916–015–0358–4.

Поступила
20.05.2020

После доработки
20.11.2020

Принята к печати
01.12.2020

ROMANCHAK V., HUNDZINA M.

STANDARD AND SINGULAR WAVELET ANALYSIS

Belarusian National Technical University

Annotation. The paper suggests that the use of classical wavelets may be auxiliary in the analysis of a periodic signal. This is because the intuitive interpretation of the wavelet transform is not obvious. It is proposed to consider the Fourier transform as the main tool in applied research of periodic signals. An example is provided to support this point of view. To isolate the periodic component of the signal, along with wavelet analysis, it is proposed to perform spectral analysis. To do this, pre-filtering is performed using singular wavelets. This approach can significantly complement classical wavelet analysis.

Keywords: *Wavelet analysis, singular wavelet, the number of sunspots, Wolfram Mathematica.*



Романчак Василий Михайлович, кандидат физ.-мат. наук, доцент кафедры «Инженерная математика», Белорусский национальный технический университет, пр. Независимости, 65, 220013, Минск, Республика Беларусь. E-mail: Romanchak@bntu.by



Гундина Мария Анатольевна, кандидат физ.-мат. наук, доцент кафедры «Инженерная математика», Белорусский национальный технический университет, пр. Независимости, 65, 220013, Минск, Республика Беларусь.
E-mail: hundzina@bntu.by

А. В. СИДОРЕНКО, Н. А. СОЛОДУХО

ОЦЕНКА СОСТОЯНИЯ ОПЕРАТОРА В УСЛОВИЯХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ШУМОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Белорусский государственный университет

Цель работы, результаты которой представлены в рамках статьи, заключалась в исследовании закономерностей изменений нелинейных параметров ЭЭГ, представленных выборочной энтропией, корреляционной размерностью, фрактальной размерностью, сложностью Лемпеля-Зива при облучении оператора электромагнитным шумовым излучением. Вместе с вышеуказанными нелинейными параметрами исследовалось изменение спектральной плотности мощности дельта-, тета-, альфа- и бета-ритмов. Изменение спектральной плотности мощности бета- и тета-ритмов, фрактальной размерности и выборочной энтропии при облучении было связано с изменением вышеуказанных параметров при депрессии. Изменение спектральной плотности мощности дельта-, тета-, альфа- и бета-ритмов, корреляционной размерности и сложности Лемпеля-Зива при облучении было связано с изменением вышеуказанных параметров при стрессе. Изменение спектральной плотности мощности тета-ритма, выборочной энтропии и сложности Лемпеля-Зива при облучении было связано с изменением вышеуказанных параметров при умственной усталости. Мощность генератора электромагнитного шума составляла 30 мВт, спектральный диапазон составлял 5 ГГц, а сам генератор представлял собой генератор электромагнитного шумового излучения на транзисторах. Было изучено математическое описание расчета нелинейных параметров, представленных выборочной энтропией, корреляционной размерностью, фрактальной размерностью и сложностью Лемпеля-Зива. Регистрация электроэнцефалограмм осуществлялась по схеме "10/20" с использованием электроэнцефалографа "Нейрокартограф" фирмы МБН. Результаты работы показали наличие депрессивного и стрессового состояния, а также отсутствие умственной усталости при воздействии электромагнитным шумовым излучением, если руководствоваться изменением выборочной энтропии, корреляционной размерности, фрактальной размерности, сложности Лемпеля-Зива и спектральной плотности мощности.

Ключевые слова: электромагнитный шум, депрессия, стресс, умственная усталость, ЭЭГ.

Введение

При работе с оборудованием и в повседневной жизни мы встречаемся с устройствами, являющимися генераторами электромагнитного излучения. В повседневной жизни это могут быть смартфоны, компьютеры, СВЧ-печи, коммутаторы, маршрутизаторы. В медицине это медицинское физиотерапевтическое оборудование, электростимуляторы для воздействия на биологически активные точки и зоны, аппараты физиорефлексотерапевтической серии. В промышленности это электромагнитные измерители и приемники, промышленные коммутаторы, генераторы. Разновидность последних, а именно генераторы шума, могут использоваться для защиты информации.

Ранее нами были проведены исследования о влиянии излучения генератора электромагнитного шума на ЦНС оператора с использованием нелинейных характеристики ЭЭГ, в том числе анализировалось и влияние

на эмоциональное состояние оператора [1]. Однако оценка влияния излучения генератора шума на депрессивное состояние, стресс и умственную усталость комплексно не проводилась.

В связи с этим целью нашей работы стало оценить стрессовое и депрессивное состояние оператора под воздействием генератора электромагнитного шума, а также оценить, испытывает ли оператор умственную усталость при облучении генератором шума. Генератором электромагнитного шума стал генератор на транзисторах мощностью 30 мВт и частотным диапазоном 5 ГГц. Количественными параметрами стали спектральная плотность мощности, выборочная энтропия, корреляционная размерность, фрактальная размерность, сложность Лемпеля-Зива.

Метод выборочной энтропии

Электроэнцефалограмма представляется в виде последовательности чисел временного

ряда x из N точек $\{x_j, 1 < j < N\}$. Тогда выборочная энтропия этого ряда вычисляется следующим образом. Формируется $N-m$ векторов

$$v_m(i) \text{ для } \{1 < i < N-m\}, \quad (1)$$

где $v_m(i) = \{x_{i+k}, 0 < k < m-1\}$ является вектором из m точек от x_i до x_{i+m-1}

Определим $B_i^m(r)$ как деленное на $(N-m-1)$ число векторов $v_m(j)$ на расстоянии r от $v_m(i)$, где j меняется в диапазоне $[1, N-m]$, причем $j \neq i$. Далее определяем

$$B^m(r) = (N-m)^{-1} \sum_{i=1}^{N-m} B_i^m(r). \quad (2)$$

Аналогичным образом определяем $A_i^m(r)$ как деленное на $(N-m-1)$ число векторов $v_{m+1}(j)$ на расстоянии r от $v_{m+1}(i)$, где j меняется в диапазоне $[1, N-m]$, причем $j \neq i$. Далее

$$A^m(r) = (N-m)^{-1} \sum_{i=1}^{N-m} A_i^m(r). \quad (3)$$

Таким образом, $B^m(r)$ это вероятность того, что две последовательности будут совпадать на m точек, а $A^m(r)$ это вероятность того, что две последовательности будут совпадать на $m+1$ точек. Значение выборочной энтропии равно:

$$SampEn(m, r, N) = -\ln(A^m(r)/B^m(r)) \quad (4)$$

Погрешность расчета выборочной энтропии составляет не более 0,19% [2].

Метод задержанной координаты

Для расчета корреляционной размерности применяется метод задержанной координаты [3]. Электроэнцефалограмма представляется в виде последовательности чисел

$$x_1, x_2, \dots, x_N, \quad (5)$$

где $x_N = x(N\tau)$, τ – время выборки, N – целое число.

Эта последовательность порождает m -мерные векторы, лежащие в m -мерном фазовом пространстве

$$\overline{x}_i^T = (x_i, \dots, x_{i+m-1}), \quad (6)$$

где T -знак транспонирования.

$$L_m(k) = \left(\left(\left[\frac{N-m}{k} \right] \sum_{i=1}^{\left[\frac{N-m}{k} \right]} (x(m+ik) - x(m+(i-1)k)) \right) \left(\frac{N-1}{\left[\frac{N-m}{k} \right] k} \right) \right) / k, \quad (11)$$

Состояние системы в реконструированном m -мерном фазовом пространстве определяется m -размерными точками для каждой временной реализации $x(t)$

$$x_i^m = (m^{1/2})(x_i, x_{i+1}, \dots, x_{i+m-1}). \quad (7)$$

Корреляционный интеграл $C_m(l)$ – это функция, равная вероятности того, что расстояние между двумя реконструированными векторами меньше l .

Корреляционная размерность d определяется

$$d = \lim_{r \rightarrow 0} \lg C_m(r) / \lg(r), \quad (8)$$

где $C_m(r)$ – корреляционный интеграл, r – размер ячейки разбиения, или коэффициент подобия. Погрешность расчета – не более 16,8% [3].

Метод Хигучи

Электроэнцефалограмма представляется временным рядом x из N элементов:

$$x; x_1, x_2, \dots, x_N \quad (9)$$

Алгоритм метода вычисления фрактальной размерности временного ряда x , содержащего N элементов, включает следующие этапы:

1. Создание новых временных рядов. Из заданного временного ряда x создаются новые временные ряды, x_k^m , определяемые следующим образом:

$$x_k^m; x_m, x_{m+k}, x_{m+2k}, \dots, x_{m + \left[\frac{N-m}{k} \right] k}, \quad (10)$$

$$(m = 1, 2, \dots, k)$$

где $[\]$ означает целую часть числа, k и m – целые числа, причем m обозначает начальное время, а k – время интервала между соседними значениями ряда. Для времени интервала, равного k , получается k наборов новых временных рядов.

2. Вычисление длины каждого подряда x_k^m определяется следующим образом:

где $x(m+ik)$ – это число в ряде x на позиции $m+ik$; аналогично $x(m+(i-1)k)$ – это число в ряде x на позиции $m+(i-1)k$. Усреднение $L_m(k)$ по всем m дает $L_{cp}(k)$.

3. Построение графика $L_{cp}(k)$ от k .

4. Вычисление модуля тангенса угла наклона графика дает значение фрактальной размерности временного ряда x [4]. Погрешность метода составляет не более 0,02%.

Метод Лемпеля-Зива

Для расчета сложности Лемпеля-Зива числовая последовательность (электроэнцефалограмма) x должна быть преобразована в последовательность нулей и единиц. Часто делают так: если число в последовательности больше медианного значения, оно преобразуется в 0, иначе в 1. После преобразования сигнала в его символьную последовательность из нулей и единиц, последовательность делится на “слова” таким образом, чтобы каждое следующее “слово” не повторяло ни одно предыдущее и было минимально возможным по длине. Рассмотрим пример. Дана последовательность:

10011110110000100

Тогда слова для этой последовательности:

1,0,01,11,10,110,00,010

Далее сложность Лемпеля-Зива вычисляется по формуле $C=k(\log_2 k+1)/n$, где k число слов в последовательности (8 для примера), а n – количество элементов последовательности (17 для примера). Погрешность расчета составляет 2,68% [5].

Методика проведения исследований

Регистрация электроэнцефалограмм осуществлялась по схеме «10/20» с использованием электроэнцефалографа «Нейрокартограф» фирмы МБН. Обработка и анализ электроэнцефалограмм проводились в разработанной авторами информационно-измерительной системе, адаптированной для работы с электроэнцефалограммами [3]. Объектом исследований являлись электроэнцефалограммы следующих отведений Fpz, Fp1, Fp2, F3, F4, C3, C4, P3, P4, O1, O2, F7, F8, T3, T4, T5, T6. Сигнал отведения Fpz был получен усреднением соответствующих значений сигналов отведений Fp1 и Fp2. Электроэнцефалограммы обрабатывались в следующих режимах: фон, наличие генератора электромагнитного шумового

излучения. В фоне использовались электроэнцефалограммы здорового человека.

Спектральная плотность мощности ритмов головного мозга рассчитывалась с помощью быстрого преобразования Фурье. Анализируемые диапазоны включали: дельта-ритм (0–4 Гц), тета-ритм (4–8 Гц), альфа-ритм (8–12 Гц), бета-ритм (12–20 Гц). Выборочная энтропия рассчитывается одноименным методом [2] с размерностью вложения равной 2, а τ равнялся 0,2. Корреляционная размерность рассчитывалась методом задержанной координаты [3] со значением параметра размерности вложения, равной 2. Сложность Лемпеля-Зива рассчитывалась методом Лемпеля-Зива [5]. Фрактальная размерность рассчитывалась методом Хигучи [4]. Генератором электромагнитного шума стал генератор на транзисторах мощностью 30 мВт с частотным диапазоном 5 ГГц.

Результаты и их обсуждение

Депрессия. Рассмотрим изменение параметров, связанных с депрессией. Исследуем синхронизацию и десинхронизацию бета- и тета-ритмов между левым и правым полушарием (рис. 1). В тета-ритме наблюдается десинхронизация между левым и правым полушарием у 6 пар отведений (C3 и C4; P3 и P4; O1 и O2; F7 и F8; T3 и T4; T5 и T6) – т.е. в левом отведении наблюдалось возрастание тета-ритма, а в правом – уменьшение. В бета-ритме наблюдается десинхронизация в 3 парах отведений (P3 и P4; O1 и O2; T5 и T6) – т.е. в левом отведении наблюдалось возрастание бета-ритма, а в правом – уменьшение. Т.е. суммарно, в 16 парах отведений, для бета- и тета-ритма наблюдается больше пар с рассинхронизацией ритмов (9 пар), чем с синхронизацией (7 пар), что может являться следствием скрытой депрессии у оператора (рис. 1) [6].

Проанализируем изменение фрактальной размерности (рис. 2) в 8 отведениях Fp1, Fp2, T3, T4, P3, P4, O1, O2. Изменение фрактальной размерности следующее: наблюдается возрастание фрактальной размерности под действием генератора шума в 6 из 8 анализируемых отведений (отведения Fp1, Fp2, T3, T4, P3, O1). Возрастание фрактальной размерности в отведениях Fp1, Fp2, T3, T4, P3, P4, O1, O2 является признаком депрессии, (рис. 2) [7]

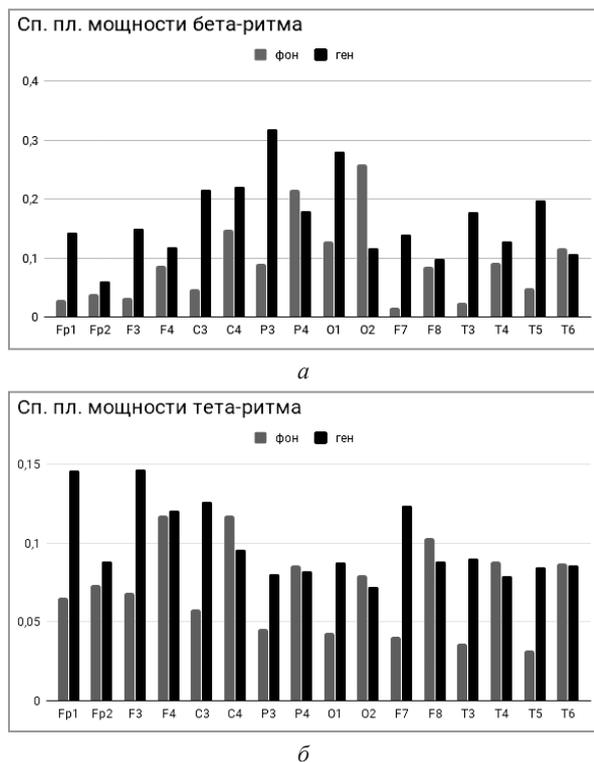


Рис. 1. Гистограммы распределений спектральной плотности мощности электроэнцефалограмм (ЭЭГ) под действием генератора шума: а – бета-ритм; б – тета-ритм

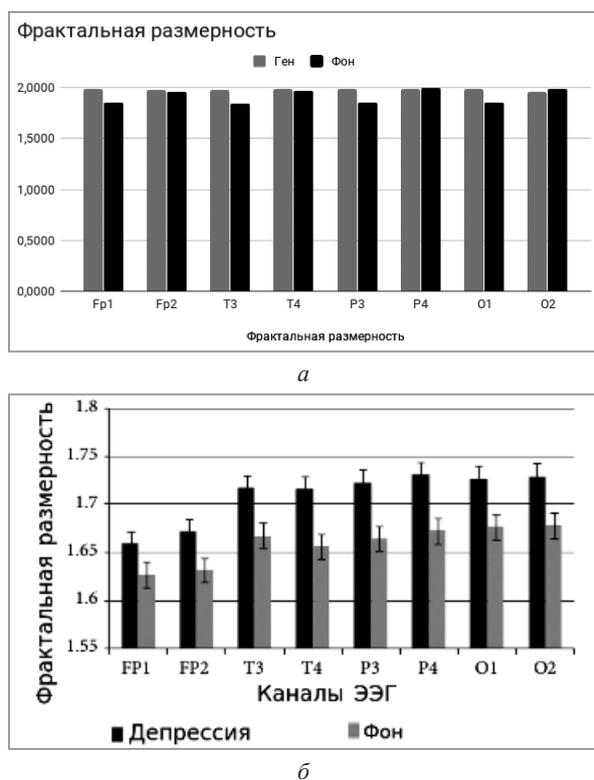


Рис. 2. Гистограммы распределения фрактальной размерности электроэнцефалограмм: а – под действием генератора шума; б – под действием депрессии [7].

следовательно, человек под действием генератора шума находится в депрессии.

Проанализируем изменение выборочной энтропии в отведениях Fr1 и T3 – при наличии генератора шума она возрастает в 2,8 раза в отведении Fr1 и в 4 раза для отведения T3. Под действием депрессии выборочная энтропия также возрастает в отведениях Fr1, T3, что позволяет сделать предварительный вывод о том, что при наличии генератора шума оператор испытывает депрессию (данные из [8], рис. 3).

Исходя из анализа спектральной плотности мощности бета-ритма, тета-ритма, фрактальной размерности, выборочной энтропии, можно сделать вывод, что оператор под воздействием электромагнитного шума испытывает депрессию.

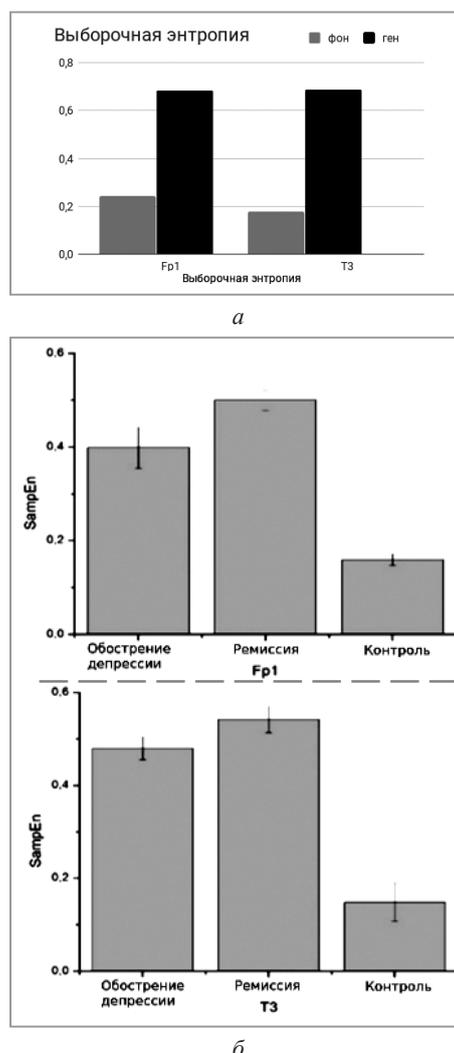


Рис. 3. Гистограммы распределения выборочной энтропии электроэнцефалограмм в отведениях Fr1, T3: а – под действием генератора шума; б – под действием депрессии [8]

Стресс. Исследуем изменение параметров, связанных со стрессом (рис 4). При наличии генератора шума наблюдается возрастание сп. пл. мощности бета-ритма в отведениях Fp1, Fp2, Fpz в 5 раз от фона, на 56,1% от фона, и в 2,5 раза от фона соответственно. Это может быть признаком стресса, т.к. на основе рис. 4в и [9], при стрессе возрастает спектральная плотность мощности бета-ритма в отведениях Fp1, Fpz.

При наличии генератора шума наблюдается возрастание сп. пл. мощности тета-ритма в отведениях Fp1, Fp2, Fpz в 2,2 раза от фона, на 20,8% от фона, и на 47,4% от фона соответственно. Это может быть признаком стресса, т.к. из рис. 4 следует, что при стрессе возрастает спектральная плотность мощности тета-ритма в отведениях Fp1, Fp2, Fpz [9].

В отведениях Fp1, Fp2, Fpz при наличии излучения генератора шума наблюдается

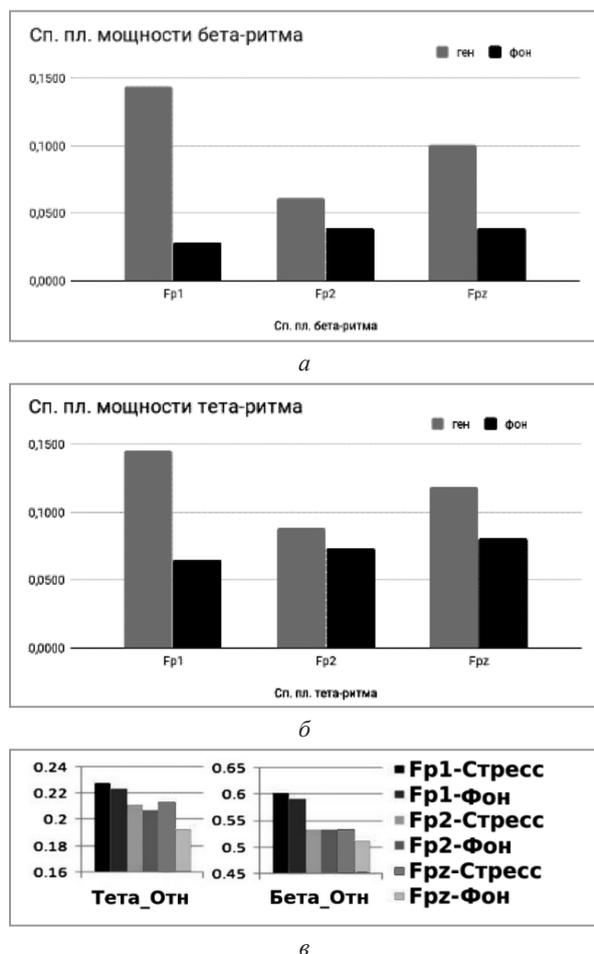


Рис. 4. Гистограммы распределения спектральной плотности мощности электроэнцефалограмм: а, б – под действием генератора шума; в – под действием стресса [9]

увеличение корреляционной размерности на 30,7% от фона, на 0,9% от фона, и на 27,6% от фона соответственно, поэтому можно сделать предварительный вывод (т.е. вывод, основанный только на данных из рис. 5 [9]), что человек испытывает стресс, т.к. при стрессе корреляционная размерность в отведениях Fp1, Fp2 возрастает.

Под действием генератора шума (рис. 5) наблюдается возрастание сложности Лемпеля-Зива в отведениях Fp1, Fp2, Fpz в 5,3 раза от фона, в 4,7 раза от фона, и в 6 раз

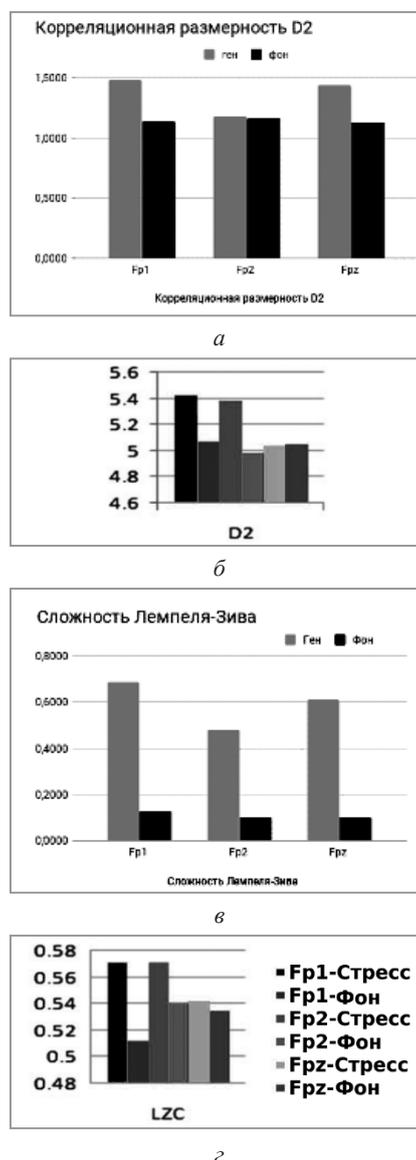


Рис. 5. Гистограммы распределения: а – корреляционной размерности ЭЭГ под действием генератора шума; б – корреляционной размерности ЭЭГ под действием стресса [9]; в – сложности Лемпеля-Зива ЭЭГ под действием генератора шума; г – сложности Лемпеля-Зива ЭЭГ под действием стресса [9]

соответственно. Т.к. при стрессе наблюдается возрастание сложности Лемпеля-Зива в отведениях Fp1, Fp2, Fpz, при наличии излучения генератора шума человек под стрессом.

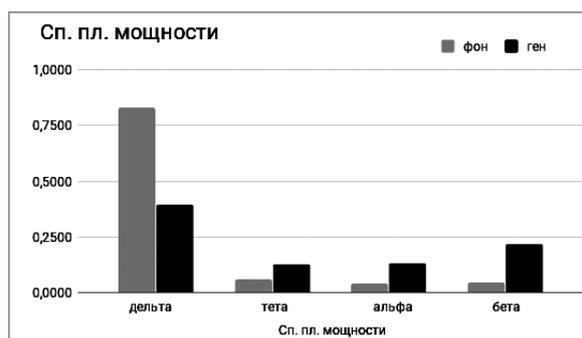
Исходя из изменений в спектральной плотности мощности (рис. 6) в отведении С3 (спектральная плотность мощности дельта-ритм уменьшилась в 2,1 раза; тета ритма – возросла в 2,2 раза, альфа ритма – возросла в 3,3 раза; бета-ритма – возросла в 4,5 раза) при наличии генератора шума (а именно из уменьшения сп. пл. мощности дельта-ритма и возрастания сп. пл. мощности тета-, альфа- и бета-ритмов) и данных из [10], можно заключить, что оператор испытывает сильный стресс (т.к. при нем так же, как и при наличии генератора шума уменьшается сп. пл. мощности дельта-ритма и возрастает сп. пл. мощности тета-ритма, а альфа-ритм и бета-ритм можно исключить из анализа, т.к. при сильном стрессе они не меняются).

Умственная усталость. Рассмотрим изменение параметров, связанных с умственной усталостью. Спектральная плотность мощности тета-ритма, усредненная по всем отведениям, возросла на 40,2% от фонового состояния. Возрастание спектральной плотности мощности тета-ритма, усредненной по всем отведениям, может являться следствием умственной усталости (если руководствоваться данными из [11]).

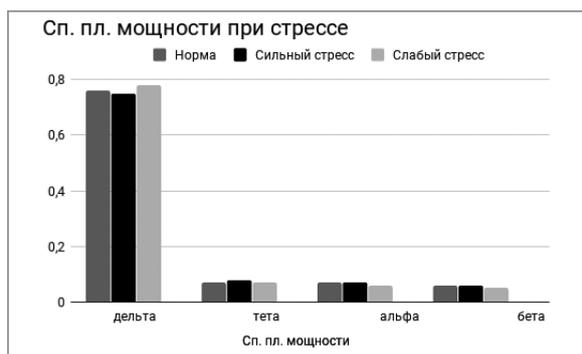
Увеличение выборочной энтропии (рис. 7) в отведениях F7, F3, O1, O2, F4, F8 при наличии генератора шума может говорить об отсутствии умственной усталости, т.к. при усталости выборочная энтропия в этих отведениях, наоборот, уменьшается [12].

Под действием генератора шума сложность Лемпеля-Зива (рис. 8) возрастает во всех 16 анализируемых отведениях (Fp1, Fp2, F3, F4, C3, C4, P3, P4, O1, O2, F7, F8, T3, T4, T5, T6). Под действием усталости сложность Лемпеля-Зива [13] возрастает в 4 отведениях (F3, F4, C3, C4) и уменьшается в 6 отведениях (O1, O2, T5, T6, F7, F8). Поэтому можно сделать предварительный вывод (т.е. вывод, основанный только на данных [13]), что человек под действием генератора шума усталость не испытывает.

Исходя из изменений вышеуказанных параметров, можно сделать заключение, что оператор под воздействием электромагнитного шума умственную усталость не испытывает.

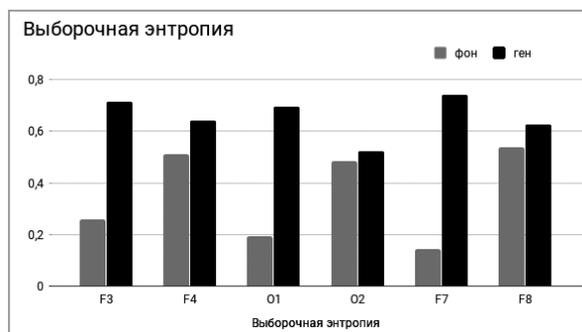


а

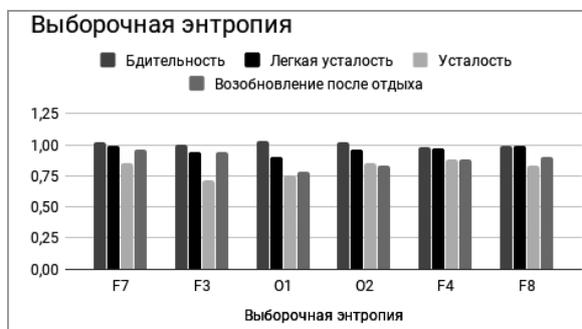


б

Рис. 6. Гистограммы распределения спектральной плотности мощности в отведении С3: а – под действием генератора шума; б – под действием стресса [10]



а



б

Рис. 7. Гистограммы распределения выборочной энтропии электроэнцефалограмм: а – под действием генератора шума; б – под действием умственной усталости [12]

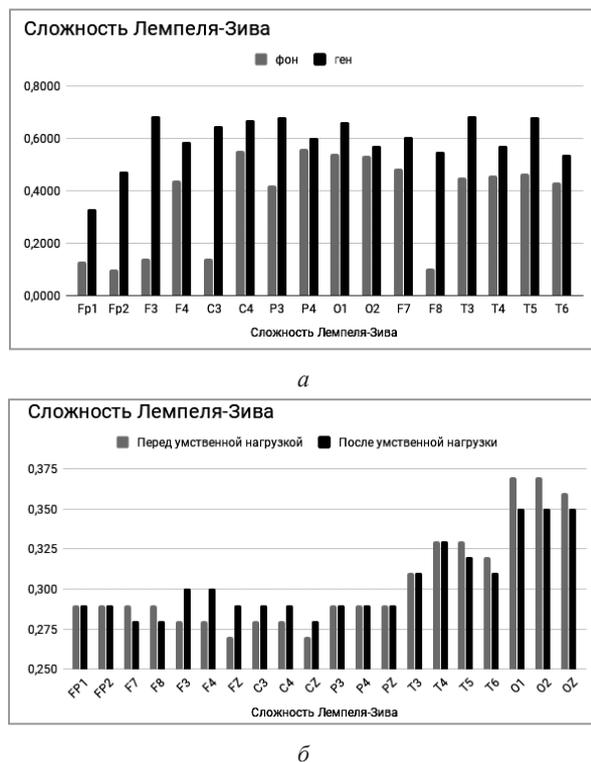


Рис. 8. Гистограммы распределения сложности Лемпеля-Зива электрэнцефалогрмм:
a – под действием генератора шума;
б – под действием усталости, вызванных умственной нагрузкой [13]

Заклучение

Исходя из изменений спектральной плотности мощности бета-ритма, тета-ритма, фрактальной размерности и выборочной энтропии, оператор под действием генератора электромагнитного шума испытывает депрессию. Результаты согласуются с результатами в [14]. Исходя из изменений спектральной плотности мощности бета-ритма, тета-ритма, корреляционной размерности, сложности Лемпеля-Зива; спектральной плотности мощности дельта-, тета-, альфа-, бета-ритмов в отведении СЗ оператор под воздействием электромагнитного шума испытывает стресс. Исходя из изменения спектральной плотности мощности тета-ритма, выборочной энтропии и сложности Лемпеля-Зива, оператор под действием электромагнитного шума умственную усталость не испытывает.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сидоренко, А.В., Солодухо Н.А. Эмоциональное состояние оператора при воздействии электромагнитного шумового излучения. Доклады БГУИР. 2019;(4):5–10.
2. Richman J.S., Moorman J.R. Physiological time-series analysis using approximate entropy and sample entropy. Am. J. Physiol. Heart Circ. Physiol. 2000;278(6):2039–2049.
3. Сидоренко, А.В. Методы информационного анализа биоэлектрических сигналов. Мн.: БГУ; 2003.
4. Harne B. P. Higuchi Fractal Dimension Analysis of EEG Signal before and after OM Chanting to Observe Overall Effect on Brain. IJECE. 2014;4(4):585–592.
5. Petrov L.A., Lewin P.L., Czaszejko T. On the Applicability of Nonlinear Time series Methods for Partial Discharge Analysis. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation. 2014;21:284–293.
6. Armitage R., Hoffman R.F., Rush A.J. Biological rhythm disturbance in depression: temporal coherence of ultradian sleep EEG rhythms. Psychol Med. 1999;29(6):1435–1448.
7. Bachmann M. Spectral Asymmetry and Higuchi's Fractal Dimension Measures of Depression Electroencephalogram. Computational and Mathematical Methods in Medicine. 2013;2013:251638–1–251638–8.
8. Bachmann M., Lass J., Hinrikus H. Single channel EEG analysis for detection of depression. Biomedical Signal Processing and Control. 2017;31:391–397.
9. Hong Peng, A method of identifying chronic stress by EEG. Personal and Ubiquitous Computing. 2013;17(17):1341–1347.
10. Perrin S.L. Waking qEEG to assess psychophysiological stress and alertness during simulated on-call conditions. International Journal of Psychophysiology. 2019;141:93–100.
11. Lili Li, EEG-based Mental Fatigue Detection by Spectral Non-negative Matrix Factorization. Conf Proc IEEE Eng Med Biol Soc. 2016;2016: 3716–3719.
12. Fei Wang, EEG-based mental fatigue assessment during driving by using sample entropy and rhythm energy. The 5th Annual IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control and Intelligent Systems. 2015;2015:1906–1911.
13. Rui Xu, How Physical Activities Affect Mental Fatigue Based on EEG Energy, Connectivity, and Complexity. Frontiers in Neurology. 2018;9:1–13.

14. Сидоренко А.В., Солодухо Н.А. Воздействие шумового излучения на центральную нервную систему. Электроника ИНФО. 2016;(11):58–62.

REFERENCES

1. Sidorenko A.V., Solodyuho N.A. Emotion state of operator subjected by electromagnetic noise radiation. Doklady BGUIR. 2019;(4):5–10. (In Russ.)
2. Richman J.S., Moorman J.R. Physiological time-series analysis using approximate entropy and sample entropy. Am. J. Physiol. Heart Circ. Physiol. 2000;278(6):2039–2049.
3. Sidorenko A.V. Metody informacionnogo analiza bioelektricheskikh signalov. Minsk: BGU; 2003. (in Russ.)
4. Harne B.P. Higuchi Fractal Dimension Analysis of EEG Signal before and after OM Chanting to Observe Overall Effect on Brain. IJECE. 2014;4(4):585–592.
5. Petrov L.A., Lewin P.L., Czaszejko T. On the Applicability of Nonlinear Time series Methods for Partial Discharge Analysis. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation. 2014;21:284–293.
6. Armitage R., Hoffman R.F., Rush A.J. Biological rhythm disturbance in depression: temporal coherence of ultradian sleep EEG rhythms. Psychol Med. 1999;29(6):1435–1448.
7. Bachmann M. Spectral Asymmetry and Higuchi's Fractal Dimension Measures of Depression Electroencephalogram. Computational and Mathematical Methods in Medicine. 2013;2013:251638–1–251638–8.
8. Bachmann M., Lass J., Hinrikus H. Single channel EEG analysis for detection of depression. Biomedical Signal Processing and Control. 2017;31:391–397.
9. Hong Peng, A method of identifying chronic stress by EEG. Personal and Ubiquitous Computing. 2013;17(17):1341–1347.
10. Perrin S.L. Waking qEEG to assess psychophysiological stress and alertness during simulated on-call conditions. International Journal of Psychophysiology. 2019;141:93–100.
11. Lili Li, EEG-based Mental Fatigue Detection by Spectral Non-negative Matrix Factorization. Conf Proc IEEE Eng Med Biol Soc. 2016;2016: 3716–3719.
12. Fei Wang, EEG-based mental fatigue assessment during driving by using sample entropy and rhythm energy. The 5th Annual IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control and Intelligent Systems. 2015;2015:1906–1911.
13. Rui Xu, How Physical Activities Affect Mental Fatigue Based on EEG Energy, Connectivity, and Complexity. Frontiers in Neurology. 2018;9:1–13.
14. Sidorenko A.V., Solodyuho N.A. Vozdejstvie shumovogo izlucheniya na central'nuju nervnuju sistemu. Jelektronika INFO. 2016;(11):58–62. (In Russ.)

Поступила
01.09.2020

После доработки
28.11.2020

Принята к печати
01.12.2020

SIDORENKO A. V., SALADUKHA M. A.

EVALUATION OF OPERATOR'S STATE UNDER THE INFLUENCE OF ELECTROMAGNETIC NOISE GENERATOR

Belarusian State University

Abstract. The purpose of the work, the results of which are presented within the the article, was to study changes in the nonlinear EEG parameters represented by sample entropy, correlation dimension, fractal dimension, Lempel-Ziv complexity while the operator is irradiated with electromagnetic noise. Apart from the above nonlinear parameters, we studied the change in the power spectral density of delta-, theta-, alpha-, and beta-rhythms. A change in the spectral power density of beta- and theta- rhythms, fractal dimension, and sample entropy during irradiation was associated with a change in the above parameters during depression. A change in the spectral power density of delta, theta, alpha, and beta rhythms, the correlation dimension, and Lempel-Ziv complexity during irradiation was associated with a change in the above parameters in stress. A change in the spectral power density of the theta rhythm, sample entropy and Lempel-Ziv complexity during irradiation was associated with a change in the above parameters during mental fatigue. The power of the electromagnetic noise generator was 30 mW, the spectral range was 5 GHz, and the generator itself was a generator of electromagnetic noise radiation on transistors. The mathematical description of the calculation of nonlinear parameters represented by sample entropy, correlation dimension, fractal dimension and Lempel-Ziv complexity was studied. The registration of electroencephalograms was carried out according to the "10/20" scheme using the MBN electroencephalograph. The results of the work showed the presence of a depressive and stressful state, as well as the absence of mental fatigue when exposed to electromagnetic noise radiation, if we are guided by the change in sample entropy, correlation dimension, fractal dimension, Lempel-Ziv complexity and power spectral density.

Keywords: electromagnetic noise, depression, stress, mental fatigue, electroencephalogram.



Сидоренко А.В., доктор технических наук, профессор кафедры физики и аэрокосмических технологий факультета радиопизики и компьютерных технологий Белорусского государственного университета

Sidorenko A.V., doctor of science in techniques, professor of physics and aerospace technology department of radiophysics and computer technologies faculty of Belarusian State University

E-mail: sidorenkoA@yandex.ru



Солодухо Н.А., магистр физико-математических наук, старший преподаватель кафедры телекоммуникаций и информационных технологий факультета радиопизики и компьютерных технологий Белорусского государственного университета

Saladukha M.A., master of physics and mathematics, senior teacher of telecommunication and information technology department of radiophysics and computer technologies faculty of Belarusian State University.

E-mail: malkomus@gmail.com

ОТ РЕДАКЦИИ

Уважаемые авторы!

Общими критериями для публикации статей в журнале являются актуальность, новизна материала и его ценность в теоретическом и/или прикладном аспектах.

С целью приведения элементов данных, содержащихся в журнале, в соответствие международным требованиям зарубежных аналитических информационных систем (индексов цитирования), используемых для оценки деятельности учреждений образования при расчете показателей в международных рейтингах университетов, редколлегия журнала предлагает руководствоваться Правилами в приведенной ниже редакции приближения к унифицированной системе цитирования научных публикаций SCOPUS,

С 2016 г. Редколлегия журнала предлагает руководствоваться Правилами в приведенной ниже редакции.

Правила для авторов

1. Общие требования

Материалы статей представляются на бумажном носителе (в двух экз.) по адресу: 220013, Минск, ул. Ф. Скорины, 25/3, корп. 20, каб. 508 (Сатиков Игорь Абузарович) и в электронном виде e-mail: sa_pi@bntu.by. Телефон для справок: (017) 266 26 58.

Статья, представляемая на бумажном носителе, должна быть подписана всеми авторами. К статье прилагаются сведения об авторах: фамилия, имя, отчество полностью, почтовый адрес, телефоны, адрес электронной почты, место работы, ученая степень и звание, должность. При наличии нескольких авторов должен быть указан автор, ответственный за переписку.

Статьи, поступившие в редакцию журнала, регистрируются в установленном порядке. Статьи, оформленные с нарушением приведенных правил, к рассмотрению редакцией не принимаются. Принятые статьи рецензируются.

При положительной рецензии статья предлагается к опубликованию.

Редакция не принимает статьи, опубликованные ранее в других журналах или научных изданиях.

Гонорар автору за публикацию статьи не выплачивается. Материалы, присланные в редакцию, авторам не возвращаются.

2. Правила оформления статей

2.1. Объем статей (с иллюстрациями) не должен превышать:

- для оригинальной статьи – 7 страниц (не более 8 иллюстраций);
- для краткого сообщения – 3 страниц (не более 2 иллюстраций).

Статья должна быть набрана с помощью текстового редактора Microsoft Word 2007.

Параметры страницы: формат А4 (высота 29,7 см., ширина – 21 см.); отступ для левого поля и поля сверху – 25 мм, правого и нижнего – 20 мм; нумерация страниц сверху в колонтитуле, со второй страницы, с выравниванием по правому краю.

Текст набирается шрифтом TimesNewRoman, 12 пт. Межстрочный интервал – полуторный. Абзацный отступ – 12 мм.

2.2. Индекс УДК набирается шрифтом TimesNewRoman, 12 пт, все прописные, выравнивание – по правому краю.

2.3. Фамилия и инициалы автора (авторов) в именительном падеже, должность, ученая степень и ученое звание печатаются шрифтом TimesNewRoman, 12 пт, курсив, выравнивание – по левому краю.

2.4. Название статьи набирается шрифтом Arial, 12 пт, жирный, все прописные, выравнивание – по центру.

2.5. Полное название организации (организаций), в которой работает (учится) автор (авторы) набирается шрифтом TimesNewRoman, 12 пт, выравнивается по центру, После названия организации пропускается две строки, далее следует адрес (адреса) электронной почты, пропускается две строки.

2.6. Аннотация и ключевые слова (объем 200–250 слов на русском (англ.) языке статьи набирается шрифтом TimesNewRoman, 10 пт, межстрочный интервал 1,15 пт, курсив, выравнивается по центру. Аннотация должна содержать (рекомендованная структура): цель и задачи работы, методы исследований, результаты, выводы. Аннотация должна быть пригодна для опубликования отдельно от статьи. Английский

вариант не должен быть механическим переводом русского текста, а обеспечивать понимание сути работы для иностранных читателей. После аннотации пропускается одна строка.

2.7. Текст статьи (набирается шрифтом TimesNewRoman, 12 пт, с абзацем, выравнивание – по ширине) должен содержать следующие элементы:

1) *введение* (может содержать: краткий обзор литературы по проблеме исследования, перечисление нерешенных ранее вопросов, постановку проблемы, цель исследований). Слово «Введение» печатается шрифтом TimesNewRoman, 12 пт, жирный, выравнивание – по левому краю.

2) *основная часть исследования* (возможно деление на подразделы), включающая графики и другой иллюстративный материал (при их наличии), при этом таблицы и рисунки не должны дублировать друг друга. Название каждого подраздела статьи печатается шрифтом TimesNewRoman, 12 пт, жирный, выравнивание – по левому краю.

3) *Заключение* (формулируются основные полученные результаты с указанием их новизны, преимуществ по сравнению с аналогами). Слово «Заключение» печатается шрифтом TimesNewRoman, 12 пт, жирный, выравнивание – по левому краю.

2.8. *Литература*. Список литературы оформляется шрифтом TimesNewRoman, 12 пт в соответствии с Инструкцией по оформлению диссертации, автореферата и публикаций по теме диссертации, утвержденной постановлением президиума Государственного высшего аттестационного комитета Республики Беларусь 24.12.1997 № 178 (в редакции постановления ВАК Беларуси от 22.02.2006 № 2). www.edu.grsu.by/files/liter.doc.

Слово «Литература» печатается шрифтом TimesNewRoman, 12 пт, все прописные, выравнивание – по левому краю.

Источники должны располагаться в порядке цитирования в тексте. Порядковые номера ссылок в тексте должны быть написаны внутри квадратных скобок (например: [1], [2]).

В статьях на русском языке должно быть до 10 источников, включая статьи из международных журналов, а также ссылки на собственные исследования. В англоязычных статьях должно быть до 30 источников, включая статьи из международных журналов, а также ссылки на собственные исследования. Обзорные статьи должны включать до 50 ссылок, включая статьи из международных журналов, а также ссылки на собственные исследования.

Список источников должен оформляться на русском и английском языках.

С целью повышения цитирования авторов в журнале проводится транслитерация русскоязычных источников с использованием официальных кодировок в следующем порядке: имена авторов транслитерируются латиницей, название статьи – смысловой транслитерацией (перевод на английский язык), название источника, где опубликована работа, транслитерируется латиницей, если у источника (журнала) нет официального названия на английском языке).

Для удобства транслитерации возможно использование онлайн-сервисов: <http://www.translit.ru>.

Все русскоязычные источники литературы должны быть представлены в транслитерированном варианте. За правильность приведенных в списке литературы данных ответственность несут автор(ы). В списке должны иметь место ссылки на издания, включенные в международные базы цитирования Scopus и Web of Science).

2.9. После *списка литературы* на русском и английском языках в статье на русском (англ.) языке должно следовать название статьи, список авторов, сведения о них и аннотация на английском (русском) языке.

Далее указывается: грант, гос. программа, тема госбюджетной НИР (№ Гос. регистрации) или иной документ, в рамках которой выполнена работа (или инициативная).

2.10. *Резюме авторов* (шрифтом TimesNewRoman, 10 пт.) сопровождается фотографией (3×4 см.), JPG.

2.11. *Оформление формул*. Только сложные формулы должны быть набраны с помощью встроенного в MS Word редактора формул Equation. Просто буквы с индексами могут быть набраны без использования формульного редактора с помощью средств оформления MS Word. Латинские символы должны быть набраны курсивом, как в формулах, так и на рисунках, и в тексте, а русские и греческие – обычным текстом.

В редакторе формул должен быть установлен следующий размер символов: обычный символ – 11 пт., крупный индекс – 7 пт., мелкий индекс – 5 пт., крупный символ – 17 пт., мелкий символ – 12 пт. Формулы выравниваются по центру страницы. При необходимости делать ссылки на формулы их следует нумеровать арабскими цифрами, помещенными в круглые скобки, в порядке упоминания. Номера формул выравниваются по правому краю страницы.

