

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

# ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

ИЗДАНИЕ САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКОГО НАЦИОНАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОГО УНИВЕРСИТЕТА  
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И ОПТИКИ

Журнал издается с января 1958 г.

ТОМ 58

ФЕВРАЛЬ 2015

№ 2

СПЕЦИАЛЬНЫЙ ВЫПУСК

К 50-ЛЕТИЮ

ЮГО-ЗАПАДНОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА

*Под редакцией доктора технических наук, профессора С. Г. Емельянова,  
доктора технических наук, профессора В. С. Титова*

## СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	85
<b>МЕТОДИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ</b>	
Бехтин Ю. С., Титов Д. В. Теоретическое обоснование выбора вейвлет-базиса в задачах сжатия зашумленных сигналов.....	87
Муха Ю. П., Королева И. Ю., Королев А. Д., Ширабакина Т. А. Синтез алгоритма преобразования систем кодирования в гибком интерфейсе.....	94
Еремеев С. В., Андрианов Д. Е., Титов Д. В. Метод представления информации о топологии карты в структуре идентификаторов пространственных объектов.....	99
<b>ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА</b>	
Ткачев П. Ю., Борзов Д. Б. Метод распараллеливания циклов со счетчиком.....	104
Егоров С. И., Кривонос А. В., Сазонов А. О., Цвелик Д. В. Процедуры коррекции ошибок для оптической памяти.....	109
Ватутин Э. И., Титов В. С. Анализ областей качественного превосходства последовательных эвристических методов синтеза разбиений при проектировании логических мультиконтроллеров.....	115
<b>ПРИБОРЫ, УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ</b>	
Ершов Е. В., Виноградова Л. Н., Богачев Д. В., Петрухина О. С. Система прогнозирования качества продукции металлургического производства.....	119
Иванов В. И., Титов В. С. Модели алгоритмов и устройств параметрической идентификации многоэлементных $RLC$ -датчиков на основе обобщенных параметров двухполюсников. Часть 1	128
Иванов В. И. Модели алгоритмов и устройств параметрической идентификации многоэлементных $RLC$ -датчиков на основе обобщенных параметров двухполюсников. Часть 2	136
Шипулин Ш. Ю., Обади М. Ф. Оптоэлектронный преобразователь на основе полукольцевых фоторезисторов для контроля угла поворота флюгера.....	143
Болецкий Е. Б., Вакун В. В., Труфанов М. И. Бинокулярное оптико-электронное устройство с изменяемым фокусным расстоянием .....	147
SUMMARY (перевод Ю. И. Копилевича) .....	151

SPECIAL ISSUE

TO THE 50th ANNIVERSARY  
OF SOUTHWEST STATE UNIVERSITY

*By Edition of S. G. Emelianov, Doctor of Technical Science, Professor,  
V. S. Titov, Doctor of Technical Science, Professor*

CONTENTS

PREFACE .....	85
<b>PRINCIPLES OF IMAGE PROCESSING SYSTEMS DESIGN</b>	
<b>Bekhtin Yu. S., Titov D. V.</b> Theoretical Substantiation of the Wavelet Basis Choice in the Problem of Noised Signal Compression.....	87
<b>Mukha Yu. P., Koroleva I. Yu., Korolev A. D., Shirabakina T. A.</b> Synthesis of an Algorithm of Coding System Transformation in Flexible Interface.....	94
<b>Eremeev S. V., Andrianov D. E., Titov D. V.</b> A Method for Representation of Map Topology Information in Spatial Object Identifier Structure.....	99
<b>COMPUTER ENGINEERING</b>	
<b>Tkachev P. Yu., Borzov D. B.</b> A Method of Cycles Parallelization with Counter.....	104
<b>Egorov S. I., Krivonos A. V., Sazonov A. O., Tselik D. V.</b> Error Correction Procedures for Consumer Optical Storage.....	109
<b>Vatutin E. I., Titov V. S.</b> Superiority Areas Analysis of Sequential Heuristic Methods for Getting Separations During Logical Multicontrolles Design.....	115
<b>INSTRUMENTS, DEVICES, AND SYSTEMS OF AUTOMATIC CONTROL</b>	
<b>Ershov E. V., Vinogradova L. N., Bogachev D. V., Petrukhina O. S.</b> A System of Metallurgical Production Quality Prediction.....	119
<b>Ivanov V. I., Titov V. S.</b> Models of Algorithms and Devices for Parametric Identification of Multielement Two-Pole <i>RLC</i> -Sensors on the Base of the Generalized Parameters of Two-Pole Networks. Part 1 .....	128
<b>Ivanov V. I.</b> Models of Algorithms and Devices for Parametric Identification of Multielement Two-Pole <i>RLC</i> -Sensors on the Base of the Generalized Parameters of Two-Pole Networks. Part 2 .....	136
<b>Shipulin Sh. Yu., Obadi M. F. A.</b> Optoelectronic Converter Based on Semi-Circular Photoconductors for Control over the Weathercock Rotation Angle .....	143
<b>Boletsky E. B., Vakun V. V., Truphanov M. I.</b> Binocular Optoelectronic Device with Variable Focal Length .....	147
SUMMARY .....	151

*Editor-in-Chief E. B. Yakovlev*

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий специальный выпуск журнала посвящен 50-летию Юго-Западного государственного университета, который проводит фундаментальные научные исследования, связанные с обработкой изображений, разработкой вычислительной техники, приборов, устройств и систем автоматического управления.

Результаты исследований, представленные в выпуске, получили положительную оценку на целом ряде международных и российских научно-технических конференций.

В соответствии с тематикой статьи помещены в три раздела. В работах раздела „Методические основы построения систем обработки изображений“ обоснован выбор вейвлет-базиса в задачах сжатия зашумленных сигналов, предложен метод представления информации о топологии карты, проведен синтез структуры алгоритма преобразования систем кодирования.

Раздел „Вычислительная техника“ посвящен методам и алгоритмам распараллеливания циклов со счетчиком, процедурам коррекции ошибок для оптической памяти, методам синтеза разбиений при проектировании логических мультиконтроллеров.

В разделе „Приборы, устройства и системы автоматического управления“ внимание уделено моделям алгоритмов и устройств параметрической идентификации многоэлементных *RLC*-датчиков. Интерес представляют статьи, связанные с разработкой оптоэлектронных преобразователей и бинокулярной оптико-электронной системы с изменяющимся фокусным расстоянием.

Представленные в выпуске статьи выполнены в рамках гранта Президента РФ для поддержки ведущих научных школ (НШ-2357.2014.8).

*Ректор Юго-Западного государственного университета,  
доктор технических наук, профессор С. Г. ЕМЕЛЬЯНОВ*

*Заведующий кафедрой вычислительной техники  
Юго-Западного государственного университета,  
доктор технических наук, профессор В. С. ТИТОВ*

## PREFACE

Southwest State University is engaged in fundamental investigations, research and development in the field of image processing, design of computer hardware, instruments, devices, and system of automatic control. The works presented in this issue has been performed in the frames of the grant from the President of RF (NSH-2357.2014.8) aimed at support of leading scientific schools.

Following the themes of the papers, the issue is divided into three sections. In the first section, Principles of Image Processing Systems Design, the choice of the wavelet-basis in the problems of noised signal compression is substantiated, a method of representation of map topology information is proposed, and structure of algorithm for coding system transformation is synthesized.

The second section, *Computer Engineering*, is devoted to methods and algorithms of parallelization of cycles with counter, procedures of error correction for optical storage, methods of partition synthesis in logical multicontroller design.

In the third section, *Instruments, Devices, and Systems of Automatic Control*, the primary consideration is models of algorithms and devices for parametric identification of multielement RLC sensors. Of interest are the papers concerned with development of optoelectronic converters and binocular optoelectronic system with variable focal length.

The results of investigations presented in this issue were discussed and highly appreciated at a number of international and Russian scientific and technical conferences.

*Doctor of Technical Sciences, Professor,  
Rector of Southwest State University  
S. G. EMELIANOV*

*Doctor of Technical Sciences, Professor  
Head of Department of Computer Engineering,  
Southwest State University  
V. S. TITOV*

---

---

# МЕТОДИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

---

---

УДК 681.7.069.32  
DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-2-87-93

Ю. С. БЕХТИН, Д. В. ТИТОВ

## ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ВЫБОРА ВЕЙВЛЕТ-БАЗИСА В ЗАДАЧАХ СЖАТИЯ ЗАШУМЛЕННЫХ СИГНАЛОВ

Предложена обобщенная процедура выбора вейвлет-базиса из библиотеки базисов для компрессии зашумленных сигналов и изображений разных классов.

**Ключевые слова:** вейвлет-преобразование, вейвлет-базис, библиотека базисов, вейвлет-коэффициенты.

**Введение.** Вейвлет-преобразование широко применяется в различных задачах цифровой обработки сигналов и изображений, в частности, для шумоподавления и компрессии. Эффективность вейвлет-преобразования обусловлена его способностью аппроксимировать специальные классы функций относительно небольшим числом ненулевых вейвлет-коэффициентов [1, 2]. Это свойство проявляется при решении задач компрессии сигналов и изображений, а также как при подавлении шума, так и при минимизации вычислений. Для вейвлет-компрессии и фильтрации применяется пороговая обработка (*thresholding* [3, 4]), которая заключается в приравнивании нулю таких коэффициентов. Ненулевые вейвлет-коэффициенты называются значимыми.

При выборе дискретного ортонормированного вейвлета учитываются гладкость, число нулевых моментов и компактность носителя [2, 5, 6].

Для коэффициентов дискретного базиса  $\psi_{j,k}$  число нулевых моментов определяется по условию [5]:

$$\sum_{l=0}^{l-1} l^m \psi_{j,k}(l) = 0, \quad m = 0, 1, \dots, p-1, \quad (1)$$

где  $l$  — число отсчетов исследуемого сигнала,  $j$  — номер уровня (субполосы) вейвлет-декомпозиции,  $k$  — порядковый номер вейвлет-коэффициента соответствующего уровня. Условие (1) означает, что базис  $\psi$  ортогонален любому многочлену степени  $p-1$ . Чем больше нулевых моментов у базиса, тем выше уровень сжатия низкочастотной части сигнала.

Вейвлеты, разработанные Куафман (*Coifman*) и названные куафлетами (*coiflet*), имеют  $3p$  ненулевых моментов, причем они менее асимметричны, чем ортогональные вейвлеты Добеши (*Daubechies*). Симмлет-фильтры (*symmlet*), также полученные Добеши, имеют форму, близкую к симметричной, но у них  $p$  нулевых моментов.

Свойство гладкости по Липшицу определяется как [5]:

$$|\psi_{j,k}(l+1) - \psi_{j,k}(l)| \leq c 2^{-j\alpha}, \quad (2)$$

где  $c > 0$  — некоторая константа,  $\alpha$  — показатель гладкости, или регулярности (*regularity*). Чем больше  $\alpha$ , тем большую степень сглаживания обеспечивает данный вейвлет-базис. Это свойство является важным при кодировании, когда появляются „артефакты звона“ (*ringing*) некоторых фрагментов сигналов и изображений, коррелирующих с импульсной характеристикой фильтра.

Компактность носителя определяется как

$$\psi_{j,k}(l) = 0 \text{ для } l \notin [2^j k, 2^j k + (2^j - 1)(2p - 1)]. \quad (3)$$

Это свойство позволяет строить быстрые и точные вычислительные процедуры на вейвлетах.

Размер носителя и число нулевых моментов априорно независимы. При выборе вейвлета необходимо обеспечить баланс между гладкостью, не зависящими друг от друга числом нулевых моментов и размерами носителей. При обработке кусочно-регулярных сигналов и изображений (в случае большого числа участков с однородной текстурой) необходимо выбирать вейвлет с большим числом нулевых моментов, чтобы получить максимальное число малых по амплитуде вейвлет-коэффициентов. Если неоднородность сигнала высока, то лучше уменьшить размер носителя за счет снижения числа нулевых моментов. При этом гладкость ортогональных вейвлетов связана с числом нулевых моментов, но амплитуда вейвлет-коэффициентов на высоких уровнях декомпозиции зависит от числа нулевых моментов.

В отличие от вейвлетов Добеши, регулярность которых связана с числом обращаемых в нуль моментов, использование биортогональных вейвлетов обеспечивает большую свободу выбора [5]. Если один из них обладает гладкостью порядка  $\alpha$ , то дуальный ему вейвлет автоматически имеет, по крайней мере,  $\alpha$  нулевых моментов. Биортогональные базисы близки к ортонормированным.

При отказе от ортонормированности возможно построить неортогональные вейвлеты в виде фреймов [7]. Особый класс фреймов представлен базисами Рисса в  $L_2(\mathbb{R})$ .

Таким образом, отбор вейвлета (базиса) по рассмотренным критериям является трудно формализуемой процедурой при вейвлет-кодировании зашумленных сигналов. Синтез вейвлета и масштабирующей функции, адаптируемых под обрабатываемый сигнал (например, с помощью лифтинга), представляется хорошей альтернативой, но на данный момент не разработаны схемы, пригодные для широких классов сигналов. Поэтому целесообразно формирование некоторой библиотеки, выбор базиса из которой производится по специальному критерию, разработанному для сигналов или изображений определенного класса. В настоящей статье предлагается обобщенная процедура выбора, полученная на основе развития теории нелинейной аппроксимации [5], учитывающей ошибки квантования при вейвлет-компрессии зашумленных сигналов и изображений.

Предположим, что сжатию подвергается наблюдаемый сигнал  $Y$ , который является образом неизвестного оригинала  $X$ , искаженного аддитивным, нормально распределенным шумом  $Z$  с нулевым средним:

$$Y = X + Z. \quad (4)$$

Многомасштабный анализ позволяет выполнить декомпозицию зашумленного сигнала (4) с использованием быстрого вейвлет-преобразования (БВП) при заданном числе уровней  $Q$  [2]. Поскольку вейвлет-преобразование является результатом последовательных сверток, оператор  $W^{[j]}$ , формирующий вейвлет-коэффициенты на каждом уровне  $j$  ( $j = 1, \dots, Q$ ), равен:

$$W^{[j]} = G^{[j]} \prod_{i=1}^{j-1} H^{[i]}, \quad (5)$$

где  $H^{[j]}$  — низкочастотный, а  $G^{[j]}$  — высокочастотный полосовые фильтры, весовые коэффициенты которых определяются типом вейвлета (базиса).

Вейвлет-декомпозиция зашумленного сигнала при фиксированном базисе может быть представлена следующим образом:

$$W_Y = W^{[j]}Y = W^{[j]}(X + Z) = W^{[j]}X + W^{[j]}Z = W_X + W_\xi. \quad (6)$$

В этом случае при условии независимости случайных переменных  $X$  и  $Z$  компоненты  $W_X = W^{[j]}X$ ,  $W_\xi = W^{[j]}(Z)$  будут центрированными и некоррелированными случайными процессами с нулевым математическим ожиданием:  $E[W_X] = 0$ ,  $E[W_\xi] = 0$ ,  $E[W_X W_\xi] = 0$ . Это означает, что на уровне вейвлет-преобразования модель (4) также является аддитивной вида (6).

Требуется выполнить сжатие данных зашумленного сигнала (4), кодируя вейвлет-коэффициенты (6) таким образом, чтобы ошибка восстановления была минимальной в смысле среднего квадрата евклидовой нормы:

$$E \left\{ \|W_X - W_{\hat{X}}\|^2 \right\} \rightarrow \min, \quad (7)$$

где  $W_{\hat{X}}$  — вейвлет-коэффициенты восстановленного после компрессии сигнала  $\hat{X}$ . В работах [1, 3] показано, что ошибка восстановления (7), которая вычисляется в области вейвлет-преобразования (трансформанты), эквивалентна среднему квадрату нормы ошибки в пространственной области:

$$E \left\{ \|X - \hat{X}\|^2 \right\} = E \left\{ \|W_X - W_{\hat{X}}\|^2 \right\}. \quad (8)$$

Очевидно, что на ошибку восстановления (7) влияет тип выбранного базиса (вейвлета). Таким образом, поиск минимума среднего квадрата нормы ошибки восстановления оригинала  $E \left\{ \|X - \hat{X}\|^2 \right\}$  сопровождается выбором оптимального в смысле (7) вейвлет-базиса из некоторой библиотеки.

Пусть подвергаемый сжатию зашумленный сигнал (4) представлен  $I$  дискретными отсчетами, что в случае БВП дает  $I$  вейвлет-коэффициентов. Тогда после сжатия остается только  $M$  значимых вейвлет-коэффициентов ( $M < I$ ), которые перед кодированием подвергаются квантованию. Без учета возможных потерь энергии сигнала в случае кодирования оценка вейвлет-коэффициента может быть представлена в виде:

$$w_{\hat{X}_k} = \begin{cases} \langle w_{Y_k} \rangle, & \text{если } k \leq M, \\ 0, & \text{если } k > M + 1, \end{cases} \quad \forall k \in [1, \dots, I], \quad (9)$$

где  $\langle \cdot \rangle$  — операция квантования.

Для вычисления полной ошибки, вызванной аппроксимацией и квантованием, вначале рассмотрим сумму квадратов отклонений оценок вейвлет-коэффициентов от их истинных значений:

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^I (w_{X_k} - w_{\hat{X}_k})^2 &= \sum_{k=M+1}^I w_{X_k}^2 + \sum_{k=1}^M (w_{X_k} - w_{Y_k} - \sigma_{\text{КВ}k})^2 = \\ &= \sum_{k=M+1}^I (w_{Y_k} - w_{\xi_k})^2 + \sum_{k=1}^M (w_{\xi_k} + \sigma_{\text{КВ}k})^2 = \sum_{k=M+1}^I w_{Y_k}^2 + \sum_{k=M+1}^I w_{\xi_k}^2 + \sum_{k=1}^M w_{\xi_k}^2 + \sum_{k=1}^M \sigma_{\text{КВ}k}^2 = \\ &= \sum_{k=1}^I w_{Y_k}^2 - \sum_{k=1}^M w_{Y_k}^2 + \sum_{k=1}^I w_{\xi_k}^2 + \sum_{k=1}^M \sigma_{\text{КВ}k}^2. \end{aligned} \quad (10)$$

Для удобства введем следующие обозначения:  $\sigma^2 = \frac{1}{I} \sum_{k=1}^I w_{Y_k}^2$  — средняя сумма квадратов всех вейвлет-коэффициентов зашумленного сигнала;  $\tilde{\sigma}^2 = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M w_{Y_k}^2$  — средняя сумма квадратов значимых вейвлет-коэффициентов;  $\sigma_{W_\xi}^2 = \frac{1}{I} \sum_{k=1}^I w_{\xi_k}^2$  — дисперсия вейвлет-коэффициентов шума с нулевым средним;  $\sigma_{\text{КВ}}^2 = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \sigma_{\text{КВ}k}^2$  — выборочная дисперсия ошибки квантования значимых вейвлет-коэффициентов. Тогда среднее квадрата евклидовой нормы (7) с учетом (10) и того, что  $M = \varepsilon I$ , принимает вид

$$E \left\{ \|W_X - W_{\hat{X}}\|^2 \right\} = \frac{1}{I} \sum_{k=1}^I (w_{X_k} - w_{\hat{X}_k})^2 = \sigma^2 - \varepsilon \tilde{\sigma}^2 + \sigma_{W_\xi}^2 + \varepsilon \sigma_{\text{КВ}}^2. \quad (11)$$

Из соотношения (11) видно, что для качественного шумоподавления при сжатии (кодировании) зашумленного сигнала желательно иметь как можно большую сумму квадратов значимых вейвлет-коэффициентов и как можно меньшую дисперсию ошибки квантования.

Пусть библиотека базисов  $\Lambda$  представляет собой коллекцию  $L$  ортонормированных базисов

$$\Lambda = \{\beta^1, \beta^2, \dots, \beta^L\}. \quad (12)$$

В общем случае состав библиотеки может изменяться в зависимости от класса кодируемого зашумленного сигнала. В библиотеку могут, например, входить: базис евклидова пространства  $\mathbf{R}^I$ , базисы Хаара—Уолша, различные вейвлет-базисы семейства Добеши, биортгональные вейвлет-базисы (семейство *bior*), вейвлеты Кравченко—Рвачева [5]. На их основе строятся соответствующие вейвлет-пакетные базисы и куафлеты. В состав библиотеки можно добавить локальные тригонометрические базисы.

Такой набор базисов может быть легко адаптирован для эффективного представления сигналов любой размерности, в том числе двумерных (изображений). Вычислительная сложность применения того или иного базиса из библиотеки определяется количеством дискретных отсчетов сигнала  $I$ , типом вейвлет-обработки и размерностью сигнала, в частности, одномерная (1D) или двумерная (2D) обработка. Количественная оценка вычислительной сложности, таким образом, содержит:

— для процессов декомпозиции (анализа) и реконструкции (синтеза) по ортонормированным 1D- и 2D-базисам, включая 2D-вейвлеты, —  $O(I)$  операций;

— при нахождении лучшего базиса при одномерной вейвлет-пакетной обработке —  $O(\log_2 I)$ , а при двумерной —  $O(\log_4 I)$  операций;

— при нахождении лучшего одномерного локально-тригонометрического базиса —  $O(I[\log_2 I]^2)$ , а двумерного —  $O(I[\log_4 I]^2)$  операций.

В библиотеку также можно добавить базис, вычисляемый по преобразованию Карунена—Лозва, который дает минимальную энтропию [3].

Набор библиотеки базисов вполне достаточен для декомпозиции (анализа) и реконструкции (синтеза) сигналов и изображений различных классов. Следовательно, неизвестный сигнал  $f$  может быть полностью представлен  $M$  элементами ( $M < I$ ) базиса  $\beta^\ell$  ( $\ell = 1, \dots, L$ ):

$$f = \mathbf{B}^{(\ell)} \mathbf{W}_M^{(\ell)},$$



где  $\mathbf{V}^{(\ell)} \in \mathbf{R}^I$  — ортогональная матрица, столбцы которой являются элементами  $\beta^\ell$ ; а  $\mathbf{W}_M^{(\ell)}$  ( $\ell = 1, \dots, L$ ) — матрица с  $M$  ненулевыми коэффициентами вейвлет-преобразования.

Таким образом, задача совместной фильтрации и сжатия данных искаженного сигнала представляется как задача выбора модели из набора  $\beta^\ell$  ( $\ell = 1, \dots, L$ ).

**Определение.** Базис  $\beta^\alpha$  предпочтительней базиса  $\beta^\omega$  при кодировании зашумленных сигналов, если при всех  $\varepsilon \in [I^{-1}, 1]$

$$\varepsilon^{(\alpha)} \left( \tilde{\sigma}_\alpha^2 - \sigma_{\alpha \text{ KB}}^2 \right) \geq \varepsilon^{(\omega)} \left( \tilde{\sigma}_\omega^2 - \sigma_{\omega \text{ KB}}^2 \right). \quad (13)$$

Если существуют два числа  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$ , такие что

$$\varepsilon_1 \left( \tilde{\sigma}_\alpha^2 - \sigma_{\alpha \text{ KB}}^2 \right) > \varepsilon_1 \left( \tilde{\sigma}_\omega^2 - \sigma_{\omega \text{ KB}}^2 \right) \text{ и } \varepsilon_2 \left( \tilde{\sigma}_\alpha^2 - \sigma_{\alpha \text{ KB}}^2 \right) < \varepsilon_2 \left( \tilde{\sigma}_\omega^2 - \sigma_{\omega \text{ KB}}^2 \right),$$

то  $\beta^\alpha$  и  $\beta^\omega$  равнозначны. Параметры  $\tilde{\sigma}^2$  и  $\sigma_{\text{KB}}^2$  являются функциями переменной  $\varepsilon$ , поскольку ее величина определяет количество значимых вейвлет-коэффициентов в аппроксимации сигнала.

Чтобы избавиться от неопределенности при сравнении базисов, необходимо использовать некоторый критерий, однозначно демонстрирующий преимущество одного базиса перед другим. Для неискаженных сигналов в теории вейвлет-преобразования рассматриваются критерии, построенные на вогнутых функциях стоимости Шура [2].

Перед тем как использовать такой подход для зашумленных сигналов, необходимо рассмотреть динамику параметра  $u = \frac{\varepsilon}{\sigma^2} \left( \tilde{\sigma}^2 - \sigma_{\text{KB}}^2 \right)$  при квантовании с высоким разрешением

и при квантовании на низких скоростях  $\sigma^2 \sim \frac{1}{I} \sum_{k=1}^I y_k^2$ . Поскольку при вейвлет-преобразовании

сигналов выполняется принцип сохранения энергии, то значение  $\sigma^2$  не зависит от выбора базиса и является постоянным для конкретного сигнала или изображения.

На основании вышесказанного сформулируем теорему, справедливую при кодировании зашумленного сигнала на разных скоростях.

**Теорема.** Базис  $\beta^\alpha$  предпочтительней базиса  $\beta^\omega$  при кодировании зашумленных сигналов тогда и только тогда, когда при всех вогнутых функциях  $\Phi(u)$  справедливо неравенство

$$\sum_{i=1}^I \Phi \left( \frac{1}{\sigma^2 I} \left( \left| w_{Y_i}^{(\alpha)} \right|^2 - \sigma_{\text{KB}i}^{(\alpha)2} \right) \right) \leq \sum_{i=1}^I \Phi \left( \frac{1}{\sigma^2 I} \left( \left| w_{Y_i}^{(\omega)} \right|^2 - \sigma_{\text{KB}i}^{(\omega)2} \right) \right). \quad (14)$$

*Доказательство.* Используем лемму, полученную в теории мажорирования [8].

**Лемма.** Пусть  $x[k] \geq 0$  и  $y[k] \geq 0$  — две положительные последовательности длины  $I$ , где

$$x[k] \geq x[k+1] \text{ и } y[k] \geq y[k+1] \text{ при } 1 \leq k \leq I, \quad (15)$$

причем  $\sum_{k=1}^I x[k] = \sum_{k=1}^I y[k]$ . При всех  $M \leq I$  эти последовательности удовлетворяют неравенствам

$$\sum_{k=1}^M x[k] \geq \sum_{k=1}^M y[k] \quad (16)$$

тогда и только тогда, когда для всех вогнутых функций  $\Phi(u)$  справедливо

$$\sum_{k=1}^I \Phi(x[k]) \leq \sum_{k=1}^I \Phi(y[k]). \quad (17)$$

Доказательство теоремы основывается на представлении аргумента функции  $\Phi(u)$  для любого базиса  $\beta^\ell$  в виде упорядоченной последовательности

$$u^{(\ell)} = \frac{\varepsilon^{(\ell)}}{\sigma^2} (\tilde{\sigma}^2 - \sigma_{\text{кв}}^2) = \frac{1}{\sigma^2 I} \sum_{i=1}^M \left( |w_{Y_i}^{(\ell)}|^2 - \sigma_{\text{кв}i}^2 \right) = \frac{1}{\sigma^2 I} \sum_{i=1}^M x^{(\ell)}[i], \quad (18)$$

для которой справедливо  $x^{(\ell)}[k] \geq x^{(\ell)}[k+1]$ , на основании того, что вейвлет-коэффициенты упорядочены по убыванию, а ошибки квантования не превышают ошибки нелинейной аппроксимации. По условию (13) базис  $\beta^\alpha$  предпочтительней  $\beta^\omega$  тогда и только тогда, когда при всех  $M \geq 1$  выполняется неравенство

$$\sum_{k=1}^M x^{(\alpha)}[k] \geq \sum_{k=1}^M x^{(\omega)}[k].$$

В соответствии с леммой для всех вогнутых функций

$$\sum_{k=1}^I \Phi(x^{(\alpha)}[k]) \leq \sum_{k=1}^I \Phi(x^{(\omega)}[k]),$$

тогда после обратной подстановки (18) выполняется (14).

Из практических соображений необходимо использовать какую-либо одну вогнутую функцию  $\Phi(u)$ . На основании теоремы в рассмотрение вводится функция стоимости Шура [8]:

$$C(\beta^\ell) = \sum_{i=1}^I \Phi \left( \frac{1}{\sigma^2 I} \left( |w_{Y_i}^{(\ell)}|^2 - \sigma_{\text{кв}i}^2 \right) \right). \quad (19)$$

Тогда наилучший базис  $\beta^\alpha$  минимизирует стоимость аппроксимации [2]:

$$C(\beta^\alpha) = \min_{\ell} C(\beta^\ell). \quad (20)$$

Следовательно, выбор наилучшего базиса зависит от вида вогнутой функции  $\Phi(u)$ .

На практике при кодировании зашумленных сигналов некоторых классов и изображений в качестве функции стоимости целесообразным считается использование энтропии вида [2]:

$$\Phi(x) = -u \ln u, \quad u \geq 0.$$

Для каждого базиса условие  $u \geq 0$  ограничивает верхний предел суммы в (19) до  $I=M$ , при котором  $\tilde{\sigma}^2 - \sigma_{\text{кв}}^2$ .

**Заключение.** В работе получена функция стоимости, позволяющая эффективно выбирать вейвлет-базисы из библиотеки при компрессии зашумленных сигналов и изображений. На практике, чтобы получить оценки вейвлет-коэффициентов  $W_{\hat{x}}$ , необходимо определить способ обработки зашумленного сигнала в области вейвлет-трансформанты, т.е. найти  $\tilde{\sigma}^2$ .

Компрессия сигнала на основе вейвлет-преобразования, как уже отмечалось, сопровождается отбрасыванием части вейвлет-коэффициентов малой амплитуды. Таким образом, базис и число  $M$  значимых вейвлет-коэффициентов влияют на эффективность использования квоты битов, поскольку определяют интервал квантования и расходы, связанные с кодированием

карты расположения значимых вейвлет-коэффициентов (карты существенности), числа  $M$  и типа базиса.

Работа выполнена в рамках гранта Президента РФ для молодых ученых-кандидатов наук (МК-1194.2014.8).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Ахмед Н., Рао К. Р.* Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов. М.: Связь, 1980.
2. *Малла С.* Вейвлеты в обработке сигналов. М.: Мир, 2005. 671 с.
3. *Гонсалес Р., Вудс Р.* Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2006. 1072 с.
4. *Добеши И.* Десять лекций по вейвлетам. М.: Регулярная и хаотическая динамика, 2001.
5. *Кравченко В. Ф., Рвачев, В. Л.* Алгебра логики, атомарные функции и вейвлеты в физических приложениях. М.: Физматлит, 2006. 416 с.
6. *Хардле В., Крекьячарян Ж., Пикар Д.* и др. Вейвлеты, аппроксимация и статистические приложения / Пер. *К. А. Алексеева* [Электронный ресурс]: <<http://www.quantlet.de/scripts/wav/html>>.
7. *Cohen A., Daubechies I., Feauveau J.-C.* Biorthogonal Bases of Compactly Supported Wavelets // Comm. on Pure and Appl. Math. 1992. N 45. P. 485—560.
8. *Lloyd S. P.* Least Squares Quantization in PCM // IEEE Transactions on Information Theory. 1982. Vol. IT-28. P. 129—137.

#### *Сведения об авторах*

- Юрий Станиславович Бехтин** — д-р техн. наук, профессор; Рязанский государственный радиотехнический университет, кафедра автоматизации и информационных технологий в управлении; E-mail: [yuri.bekhtin@yandex.ru](mailto:yuri.bekhtin@yandex.ru)
- Дмитрий Витальевич Титов** — канд. техн. наук; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск; старший преподаватель; E-mail: [amazing2004@inbox.ru](mailto:amazing2004@inbox.ru)

Рекомендована Юго-Западным  
государственным университетом

Поступила в редакцию  
10.09.14 г.

Ю. П. МУХА, И. Ю. КОРОЛЕВА, А. Д. КОРОЛЕВ, Т. А. ШИРАБАКИНА

## СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИСТЕМ КОДИРОВАНИЯ В ГИБКОМ ИНТЕРФЕЙСЕ

Описан алгоритм обеспечения совместимости устройств, использующих разные системы кодирования данных. Универсальность алгоритма позволяет использовать его при решении различных задач.

**Ключевые слова:** гибкий интеллектуальный интерфейс, алгоритм преобразования, кодирование.

**Введение.** В настоящее время весьма актуальной является задача обеспечения совместимости оборудования (устройств и подсетей), использующего разные системы кодирования. Как было отмечено в работе [1], решить эту задачу позволяет гибкий интеллектуальный интерфейс (ГИИ), обеспечивающий автоматическую настройку и трансформацию передаваемых данных исходя из существующих стандартов; приведения информационных пакетов к виду, идентифицируемому как источником, так и приемником сигнала.

Для обеспечения функционирования ГИИ необходимо разработать алгоритм, учитывающий специфику взаимодействия устройств в современных сетях передачи данных и опирающийся на модель взаимодействия открытых систем — OSI.

Схема процесса работы ГИИ представлена на рис. 1.

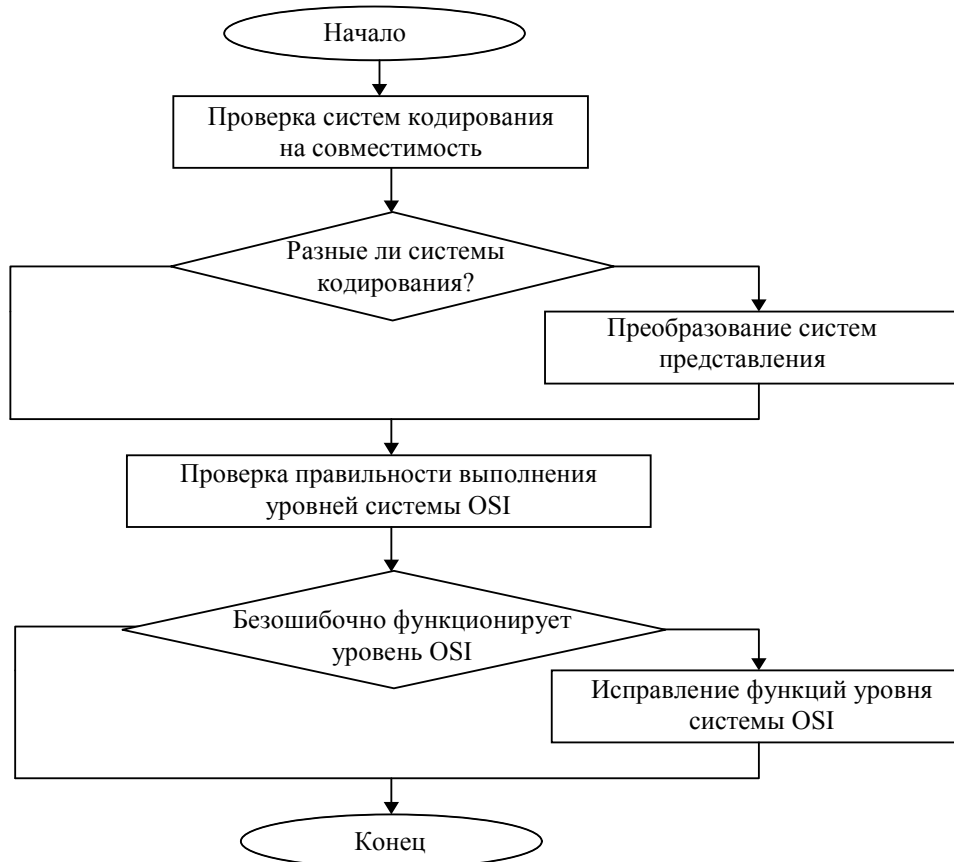


Рис. 1

На первом шаге ГИИ анализирует системы кодирования информации. Здесь могут выполняться следующие действия: запрос системы кодирования передатчика  $F_{зп}$ , запрос систе-

мы кодирования приемника  $F_{зпр}$ , идентификация систем кодирования приемника и передатчика  $F_{опр}$ , сравнение систем кодирования  $F_{ср}$ .

Таким образом, выполнение всех функций первого шага алгоритма ГИИ можно записать как  $F_{ср}(F_{опр}(F_{зпр}(F_{зп}(\cdot))))$ .

При различии систем представления информации ГИИ формирует алгоритм необходимых преобразований и выполняет их. Затем он проверяет правильность выполнения функций согласно OSI. Выявленные ошибки исправляются.

**Определение последовательности преобразований.** Наиболее важным в рассмотренной схеме является определение необходимых систем кодирования. Важно учесть: чем проще преобразование, тем выше его быстродействие и надежность системы. Выбор алгоритма преобразования целесообразно осуществлять по графу, который моделирует пути преобразования исходной и конечной системы кодирования (рис. 2, а — исходный граф; б — граф, построенный в соответствии с алгоритмом Бержа; в — оптимизированный граф). При выборе алгоритма происходит оценка всех возможных путей преобразования и выбирается оптимальный вариант. С этой целью используется алгоритм Дейкстры, позволяющий находить кратчайшее расстояние от одной из вершин графа, характеризующей форму кодирования, соответствующую исходной системе, до остальных вершин, соответствующих вариантам кодирования приемника. Каждая форма после преобразования исходной информации  $X_n$  обозначается вершиной, принадлежащей множеству  $\{X_1, X_2, X_3, X_4, X_n\}$ , где  $X_n$  — требуемая форма, а  $X_1, \dots, X_4$  — промежуточные формы. Ребра  $\{R_{n-n}, R_{n-2}, R_{2-n}, R_{n-1}, R_{1-2}, R_{1-3}, R_{2-n}, R_{3-2}, R_{4-1}, R_{4-3}\}$ , связывающие вершины, соответствуют необходимым процедурам преобразования, выполняемым для перевода принятого информационного пакета из одного кодового состояния в другое. В табл. 1 указаны весовые коэффициенты возможных преобразований — быстродействие и сложность, оцениваемые для каждого перехода и учитываемые в дальнейших расчетах. На рис. 2, а для каждого ребра указаны весовые коэффициенты.

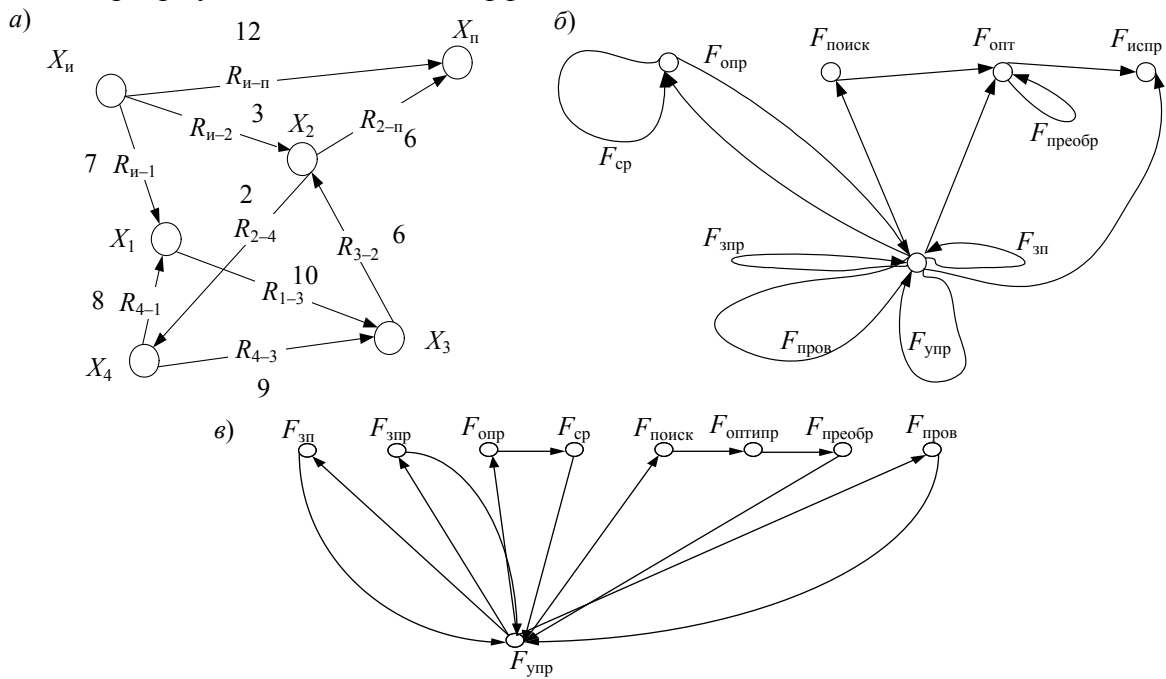


Рис. 2

Таблица 1

Полный путь	Вес
$X_n \rightarrow X_n$	12
$X_n \rightarrow X_2 \rightarrow X_n$	9
$X_n \rightarrow X_1 \rightarrow X_2 \rightarrow X_n$	15
$X_n \rightarrow X_1 \rightarrow X_3 \rightarrow X_2 \rightarrow X_n$	29

Оценив все преобразования и присвоив ребрам графа соответствующие значения, перейдем к выполнению преобразований, необходимых для приведения информации приемника  $X_{и}$  к виду информации приемника  $X_{п}$ . С этой целью в графе при помощи алгоритма Дейкстры найдем путь от вершины  $X_{и}$  к вершине  $X_{п}$  для всех возможных преобразований (см. табл. 1).

Таким образом, для выявления оптимального (по весу) пути и для преобразования информации требуется последовательно пройти по найденным вершинам графа, то есть выполнить преобразования, переходя от каждой прежней вершины к новой. Применительно к поставленной в настоящей работе задаче это означает, что сообщение, приходящее по линиям связи на ГИИ в системе кодирования  $X_{и}$ , для преобразования к  $X_{п}$  требуется сначала преобразовать к  $X_2$ .

В соответствии с рассмотренным примером оптимальным путем от вершины  $X_{и}$  до  $X_{п}$  является последовательность  $X_{и} \rightarrow X_2 \rightarrow X_{п}$  (рис. 2, а).

Преобразования, соответствующие данному пути, записываются в виде

$$\{X_{и} \rightarrow X_2, X_2 \rightarrow X_{п}\} \text{ или } \{R_{и-2} \rightarrow R_{2-п}\}.$$

Все возможные варианты трансформации первоначальной формы информации к известным формам должны быть заранее внесены в базу преобразований, такую базу знаний для графа можно представить в табличной форме (табл. 2). Таким образом, необходимо выполнить

- 1) поиск возможных преобразований по соответствию форматов  $F_{\text{поиск}}$ ,
- 2) выбор оптимального решения при помощи алгоритма Дейкстры  $F_{\text{оптимпр}}$ ,
- 3) преобразования  $F_{\text{преоб}}$

$$F_{\text{пспп}} = (F_{\text{преоб}} (F_{\text{оптимпр}} (F_{\text{поиск}} (\cdot)))).$$

После преобразований, в случае необходимости, следует проанализировать корректность выполнения описанных выше действий системы. Обозначим функцию проверки как  $F_{\text{поиск}}(\cdot)$ .

Таким образом, определены следующие функции ГИИ:  $F_{\text{пров}}$ ,  $F_{\text{преобр}}$ ,  $F_{\text{пспп}}$ ,  $F_{\text{оптимпр}}$ ,  $F_{\text{поиск}}$ ,  $F_{\text{срав}}$ ,  $F_{\text{опр}}$ ,  $F_{\text{зпр}}$ ,  $F_{\text{зп}}$ .

Таблица 2

Формат передатчика	Формат приемника	Процедура преобразования
$X_{и}$	$X_{п}$	$R_{и-п}$
$X_{и}$	$X_1$	$R_{и-1}$
$X_{и}$	$X_2$	$R_{и-2}$
$X_1$	$X_2$	$R_{1-2}$
$X_1$	$X_3$	$R_{1-3}$
$X_2$	$X_{п}$	$R_{2-п}$
$X_3$	$X_2$	$R_{3-2}$
$X_4$	$X_1$	$R_{4-1}$
$X_4$	$X_3$	$R_{4-3}$

На рис. 3 приведена преобразованная для анализа графа блок-схема функционирования ГИИ (см. рис. 1).

Используя метод блочно-функционального распределения (БФР), оптимизируем граф, соответствующий структуре ГИИ (рис. 2, б). Согласно общему принципу синтеза структуры большой системы был сформирован алгоритм БФР [2], основанный на преобразованиях структуры с использованием алгоритма Бержа, для нахождения наименьшего внешне устойчивого множества.

Выполнив ряд итераций, получим оптимизированный граф (рис. 2, в), оптимизированная блок-схема будет выглядеть так, как показано на рис. 4.

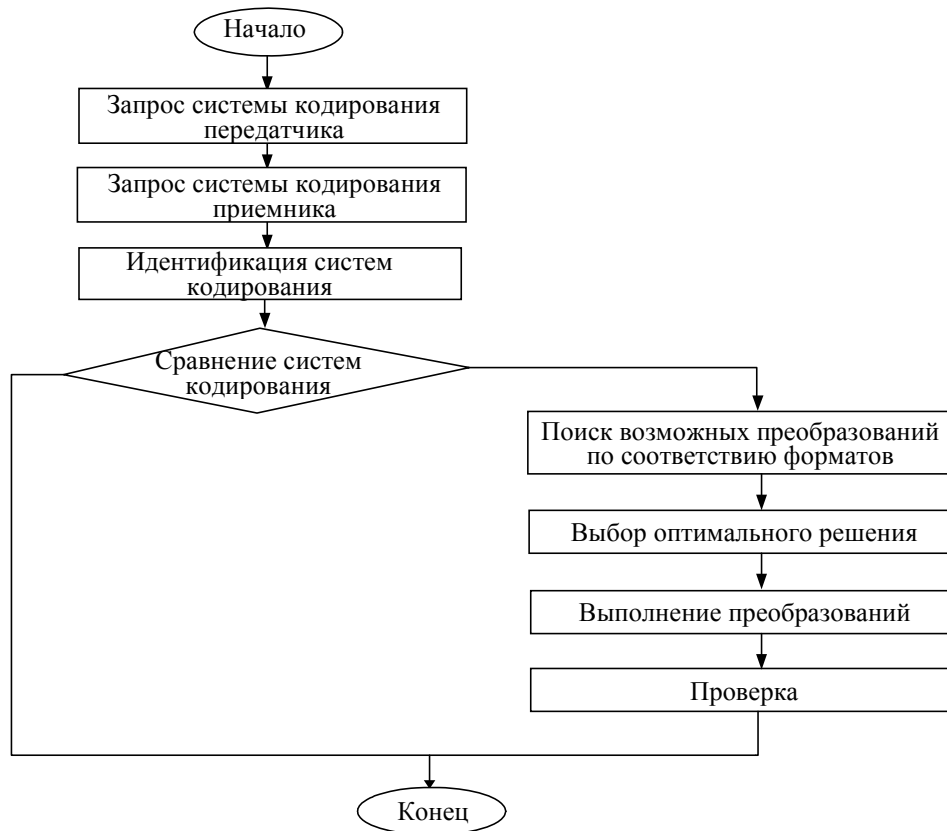


Рис. 3



Рис. 4

Итак, в результате исследований разработан алгоритм работы ГИИ, учитывающий специфику взаимодействия устройств в современных сетях передачи данных и опирающийся на модель взаимодействия открытых систем. Определение вида представления информации осуществляется по заранее выделенным уникальным признакам, выполнение преобразований осуществляется по оптимальному алгоритму преобразований. Последовательность действий,

рассматриваемых для уровня представления, справедлива для любого другого уровня системы OSI, что позволит применить разрабатываемый подход при конструировании ГИИ.

Работа выполнена в рамках гранта Президента РФ для поддержки ведущих научных школ (НШ-2357.2014.8).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Муха Ю. П., Королева И. Ю., Королев А. Д., Титов Д. В. Синтез структуры гибкого интеллектуального интерфейса для систем технического зрения // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. Т. 56, № 6. С. 11—16.
2. Муха Ю. П., Авдюк О. А., Королева И. Ю. Алгебраическая теория синтеза сложных систем: монография Волгоград: РПК „Политехник“, 2003. 320 с.
3. Муха Ю. П., Королева И. Ю., Королев А. Д., Титов Д. В. Определение условий существования решений в задаче классификации при помощи гибкого интеллектуального интерфейса // Телекоммуникации. 2014. № 5. С. 5—8.
4. *Pianyk O. S.* Digital Imaging and Communications in Medicine (DICOM). Springer-Verlag, 2008.

#### Сведения об авторах

**Юрий Петрович Муха**

— д-р техн. наук, профессор; Волгоградский государственный технический университет, кафедра вычислительной техники;  
E-mail: [muxaur@mail.ru](mailto:muxaur@mail.ru)

**Ирина Юрьевна Королева**

— канд. техн. наук, доцент; Волгоградский государственный технический университет, кафедра вычислительной техники;  
E-mail: [artmd64@rambler.ru](mailto:artmd64@rambler.ru)

**Артем Дмитриевич Королев**

— аспирант; Волгоградский государственный технический университет, кафедра вычислительной техники; E-mail: [artmd64@rambler.ru](mailto:artmd64@rambler.ru)

**Тамара Александровна Ширабакина**

— канд. техн. наук, профессор; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск;  
E-mail: [tas\\_06@mail.ru](mailto:tas_06@mail.ru)

Рекомендована Юго-Западным  
государственным университетом

Поступила в редакцию  
10.09.14 г.



С. В. ЕРЕМЕЕВ, Д. Е. АНДРИАНОВ, Д. В. ТИТОВ

**МЕТОД ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ  
О ТОПОЛОГИИ КАРТЫ  
В СТРУКТУРЕ ИДЕНТИФИКАТОРОВ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ОБЪЕКТОВ**

Разработан метод кодирования топологических отношений между пространственными объектами. Информация о связях объектов содержится в их идентификаторах. Показана возможность использования метода для обработки пространственно связанных объектов.

*Ключевые слова:* топологические отношения, идентификатор пространственного объекта, иерархия пространственных объектов.

**Введение.** Сложность взаимосвязей пространственной информации зависит от числа слоев, используемых в геоинформационных системах (ГИС) [1, 2]. Для анализа взаимосвязей применяются различные подходы, например используются пространственные запросы на основе языка SQL. В этом случае разрабатываются и внедряются различные ГИС-команды для определения взаимосвязей пространственных объектов (пересечение, построение буферной зоны, вложенность объектов, расстояние до объекта и т.д.). Использование этого подхода усложняется при возрастании количества пространственных объектов, особенно для муниципальных ГИС, где требуется быстрый ответ на запрос пользователя. Это связано с тем, что в основу анализа заложен принцип перебора координат объектов.

Другой подход к анализу пространственных отношений предполагает использование матрицы топологических отношений. Его недостаток заключается в применении большого объема памяти для хранения взаимосвязей между всеми объектами. При использовании обоих подходов с возрастанием количества пространственных объектов резко увеличивается объем базы данных топологических связей.

В сфере геоинформатики актуально решение задачи хранения пространственных отношений между объектами таким образом, чтобы можно было быстро получить доступ к взаимосвязям объектов и чтобы время на обработку и анализ этих запросов стремилось к минимуму. Сложность и объем пространственных данных в картах возрастают. Существующие методы уже не обеспечивают обработку больших объемов данных, и требуется разработка усовершенствованных методов хранения топологических отношений между объектами.

В статье рассматривается метод хранения информации о связях между объектами непосредственно в их идентификаторах, обычно содержащих информацию помимо номера объекта. Это позволяет избежать использования дополнительных таблиц баз данных для хранения топологии. Преимущество предлагаемого метода — сокращение объема памяти и увеличение скорости обработки данных.

Рассмотрим особенности хранения пространственных отношений для естественных иерархических структур, наиболее наглядно демонстрирующих связи объектов. Иерархической структурой можно представить любую карту с любыми пространственными связями.

Проанализируем процесс кодирования естественных иерархических пространственных структур. Рассмотрим два примера. На рис. 1 и 2 представлены иерархии линейных и площадных объектов соответственно ( $a$  — исходная структура объектов,  $b$  — дерево взаимосвязей).

Линейные объекты имеют топологическую связь „Соседство“, площадные — „Содержит“.

Кроме того, для представления таких иерархических структур часто используют квадратодеревья, R-деревья, B-деревья и др.

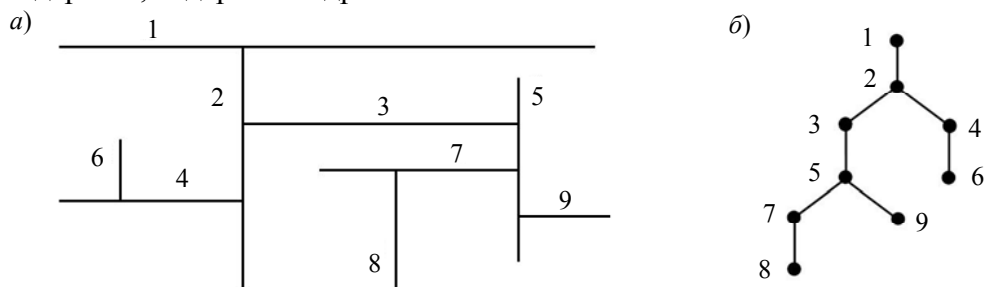


Рис. 1

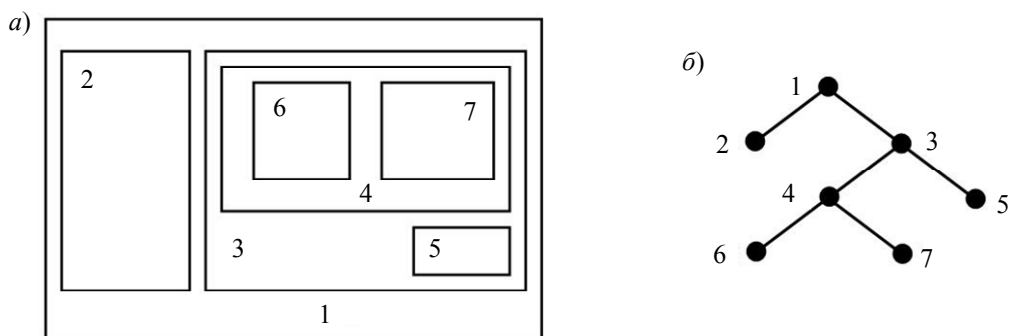


Рис. 2

Иерархические структуры, подобные представленным на рис. 1, использовались при кодировании сети дорог для задачи генерализации в работе [3], а на рис. 2 — для кодирования рельефа местности в задаче анализа пиков и впадин по высотным отметкам [4].

Разработка основ топологических отношений (матрица девяти пересечений [5]) продолжается в настоящее время (отношения направления: слева, справа и т.д.) [6].

Покажем, как можно хранить пространственные связи непосредственно в идентификаторе объекта на примере указанных иерархических структур. Кроме того, рассмотрим оптимизированный способ представления иерархии объектов при минимальной используемой памяти для хранения связей и максимальной скорости доступа к ним.

**Кодирование пространственных объектов по иерархии. Представление иерархии топологии карты с минимальной высотой дерева связей.** Каждый объект на рис. 1 соседствует с другим объектом, а на рис. 2 — содержит другой объект следующего уровня. На рис. 3 тип связи показан на ребрах дерева, причем на рис. 3, а каждый объект соседствует с другим, а на рис. 3, б к типу связи „Содержит“ добавляется отношение „Входит“, т.е. объект 3 входит в объект 1.

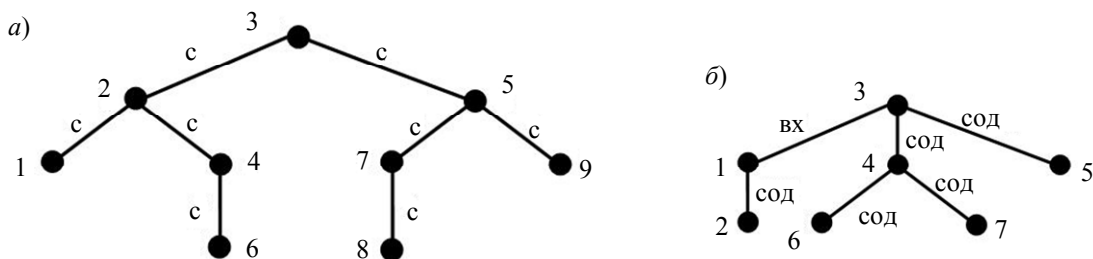


Рис. 3

Структура деревьев перестраивается таким образом, чтобы минимизировать наибольшую длину пути в дереве от корневой вершины. При этом все связи между объектами сохраняются, т.е. потери топологических свойств карты не происходит, но уменьшается высота дерева. Это необходимо для кодирования пространственных связей между объектами и записи

информации в идентификатор. Чем меньше высота дерева, тем проще структура идентификатора и меньше памяти потребуется для хранения связей.

Максимальная длина ветви на рис. 1,  $\bar{b}$  — 6, а на рис. 3,  $a$  — 4, на рис. 2,  $\bar{b}$  длина равна 4, а на рис. 3,  $\bar{b}$  — 3. Причем для линейных объектов остается двусторонняя, т.е. одинаковая между родительским и дочерним объектами, связь „Соседство“. Для площадных объектов добавляется связь „Входит“, поскольку на дереве, приведенном на рис. 2,  $\bar{b}$ , дочерние объекты входят в родительские, а все родительские объекты содержат все свои дочерние.

**Алгоритм построения дерева пространственных отношений минимальной высоты.** Деревья на рис. 1,  $\bar{b}$  и 3,  $a$ , а также на рис. 2,  $\bar{b}$  и 3,  $\bar{b}$  связаны между собой. Покажем, как происходит преобразование одного дерева в другое.

Пусть  $P$  — это исходное дерево пространственных отношений, а  $D$  — дерево пространственных отношений минимальной высоты. Преобразовать дерево  $P$  в  $D$  возможно, если связь между объектами:

1) не изменяется, это касается таких типов топологических отношений, как „Соседство“, „Пересечение“, „Непересечение“, „Эквивалентность“.

2) меняется на противоположную, например, тип „Содержит“ преобразуется в тип „Входит“. Отметим типы, которые изменяются: „Содержит“, „Входит“, „Содержит и граничит“, „Входит и граничит“. Также это правило действует для отношений направления: „Слева“, „Справа“, „Сверху“, „Снизу“.

В табл. 1 приведены правила преобразования пространственных отношений (топологических и отношений направления) для получения искомого дерева  $D$ .

Таблица 1

№	Связь в $P$	Связь в $D$
1	„Соседство“	„Соседство“
2	„Пересечение“	„Пересечение“
3	„Непересечение“	„Непересечение“
4	„Эквивалентность“	„Эквивалентность“
5	„Содержит“	„Входит“
6	„Входит“	„Содержит“
7	„Содержит и граничит“	„Входит и граничит“
8	„Входит и граничит“	„Содержит и граничит“
9	„Слева“	„Справа“
10	„Справа“	„Слева“
11	„Сверху“	„Снизу“
12	„Снизу“	„Сверху“

Алгоритм преобразования дерева  $P$  к  $D$  заключается в следующем. Для каждой вершины  $v_i$  дерева  $P$  вычисляется максимальная длина ветви  $h_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) из  $v_i$  по всем направлениям ( $n$  — число вершин). Из  $h_i$  выбирается минимальное значение, которое становится новым корнем дерева, т.е.

$$v_0 = v_k : h_k = \min(h_i). \quad (1)$$

Здесь  $v_0$  — такая вершина  $v_k$  ( $k = 1, 2, \dots, n$ ), что ее длина  $h_k$  является минимальной из всех максимальных длин  $h_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ).

Таким образом, все дочерние вершины сохраняют тип пространственных отношений, а связь с родительской преобразуется в соответствии с правилами табл. 1.

**Структура идентификатора пространственного объекта.** На рис. 4 представлен пример кодирования пространственных объектов согласно рис. 3,  $a$ . В этом случае идентификаторы объектов будут иметь следующие коды: 1.0.0.0 — корневой объект 3, 1.1.0.0 — объект 2, 1.1.1.0 — 1, 1.1.2.0 — 4, 1.1.2.1 — 6, 1.2.0.0 — 5, 1.2.1.0 — 7, 1.2.1.1 — 8 и 1.2.2.0 — 9. Таким

образом, в приведенном примере используется четырехуровневая иерархия объектов. Число уровней иерархии зависит от объема данных используемой ГИС, оно не изменяется на протяжении всей работы с картой. Если объект имеет в коде хотя бы одно число 0, то он находится не на последнем уровне иерархии и, возможно, является родителем. Объект, имеющий в своем идентификаторе числа, отличные от нуля, является листом дерева.

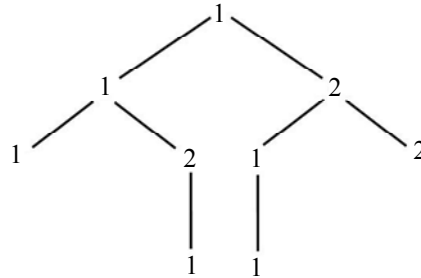


Рис. 4

Выберем 255 объектов первого уровня, 255 — второго, третьего и четвертого. Например, идентификатор 62.71.125.0 означает, что объект находится на третьем уровне иерархии и связан с вышестоящими объектами 62.71.0.0 и 62.0.0.0. Такого кода, как 62.0.1.0, быть не может, поскольку наличие нуля на втором уровне предполагает, что за ним также идут нули, а сам объект либо имеет дочернюю иерархию, либо является конечным.

Чтобы учесть связи между объектами на разных уровнях, необходимо добавить их в структуру идентификатора.

Значение типа отношения находится в пределах от 1 до 7. Этого достаточно, чтобы закодировать наиболее часто используемые типы отношений в ГИС.

Рассмотрим некоторые объекты из рис. 3, а, пример кодирования которых представлен в табл. 2 (жирный шрифт — коды типов пространственных отношений): **001** в старших битах на всех уровнях, кроме первого, означает, что тип отношения дочернего объекта с родительским — это „Соседство“. Под другим номером можно закодировать и иные типы отношений, например, **010** — „Содержит“.

Таблица 2

№	Идентификатор объекта (двоичный код)	Идентификатор объекта (десятичный код)	Исходный объект
1	00000001.00000000.00000000.00000000	1.0.0.0	3
2	00000001.00100001.00000000.00000000	1.33.0.0	2
3	00000001.00100001.00100001.00000000	1.33.33.0	1

Для объекта 3 указывается в первом числе его код на верхнем уровне иерархии. Объект 2 принадлежит второму уровню иерархии, что видно из его кода на втором уровне, т.е. 00001. Причем объект 2 соседствует с объектом 3, что отражено в старших битах на втором уровне. Объект 1 находится на третьем уровне и соседствует с объектом 2.

Если использовать группу, в которой хранится двухбайтовое целое положительное число, то, например, на первом уровне количество объектов возрастает до 65535.

**Обработка пространственных объектов на основе идентификаторов.** Отличительной особенностью данного метода хранения пространственных отношений является быстрый способ обращения к связанным объектам. Например, идентификатор объекта 2 (см. рис. 3, а) 00000001.00100001.00000000.00000000, и все связанные с ним объекты имеют идентификаторы, начало которых совпадает, изменяется только третий уровень, т.е. поиск и обработка ведутся не в базе топологических отношений между всеми объектами, а лишь на третьем уровне идентификатора. При этом можно указать тип отношения, чтобы детализировать процесс поиска объектов.

В данном случае с объектом 2 связаны объекты 1 и 4, тип связи между ними „Соседство“.

**Заключение.** В статье рассмотрены подходы к хранению пространственных отношений в ГИС. Основное внимание уделено представлению естественных иерархических структур пространственных объектов. Разработан метод хранения информации о пространственных взаимосвязях непосредственно в идентификаторе объекта, приведена структура такого идентификатора.

Все уровни, кроме первого, содержат информацию о типе отношений с родительским объектом.

Для иерархического представления могут быть использованы различные типы топологических отношений. Чтобы получить оптимальный код идентификатора, предложено использовать преобразование иерархической структуры в новое дерево с минимальной высотой. Разработанный метод предназначен для быстрой обработки пространственных данных, имеющих иерархическую структуру представления, причем не только естественную, но и искусственную, т.е. где объекты связаны в иерархии неочевидным образом.

Работа выполнена в рамках гранта Президента РФ для молодых ученых-кандидатов наук (МК-1194.2014.8).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Еремеев С. В., Андрианов Д. Е., Комков В. А. Алгоритмы формирования графовой модели городской территории в ГИС // Геоинформатика. 2013. № 4. С. 19—24.
2. Еремеев С. В., Андрианов Д. Е., Веденин А. С. Построение и использование топологических отношений между группами пространственных объектов в геоинформационных системах // Вестн. РГРТУ. 2014. № 1. С. 130—133.
3. Zhilin Li, Qi Zhou. Integration of linear and areal hierarchies for continuous multi-scale representation of road networks // Intern. J. of Geographical Information Science. 2012. Vol. 26. P. 855—880.
4. Guilbert E. Multi-level representation of terrain features on a contour map // Geoinformatica. 2013. Vol. 17. P. 301—324.
5. Egenhofer M., Franzosa R. Point-set topological spatial relationships // Intern. J. of Geographical Information Systems. 1991. Vol. 5. P. 161—174.
6. Clementini E. Directional relations and frames of reference // Geoinformatica. 2013. Vol. 17. P. 235—255.

#### Сведения об авторах

- Сергей Владимирович Еремеев** — канд. техн. наук, доцент; Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета им. А. Г. и Н. Г. Столетовых, кафедра информационных систем; E-mail: sv-eremeev@yandex.ru
- Дмитрий Евгеньевич Андрианов** — д-р техн. наук, доцент; Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета им. А. Г. и Н. Г. Столетовых, кафедра информационных систем; заведующий кафедрой; E-mail: AndrianovDE@inbox.ru
- Дмитрий Витальевич Титов** — канд. техн. наук; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск; старший преподаватель; E-mail: amazing2004@inbox.ru

Рекомендована Юго-Западным  
государственным университетом

Поступила в редакцию  
10.09.14 г.

П. Ю. ТКАЧЕВ, Д. Б. БОРЗОВ

## МЕТОД РАСПАРАЛЛЕЛИВАНИЯ ЦИКЛОВ СО СЧЕТЧИКОМ

Разработан метод распараллеливания циклов со счетчиком внутри последовательных программ. Распараллеливание достигается за счет определения операторов или итераций цикла, которые могут быть выполнены одновременно на разных процессорах.

*Ключевые слова:* метод, распараллеливание, цикл, программа, многопроцессорная система, оператор.

Автоматическое распараллеливание — это процесс оптимизации программы компилятором, предполагающий ее автоматическое преобразование для возможности работы на параллельном компьютере. Целью автоматизации процесса является освобождение программиста от рутинного процесса ручного распараллеливания, однако полное автоматическое распараллеливание последовательных программ остается слишком сложной задачей, требующей сложнейших видов анализа.

Автоматический параллелизатор обычно работает с такими управляющими конструкциями, как циклы, поскольку в общем случае большая часть программы выполняется внутри каких-то циклов. Задача распараллеливающего компилятора — разделить цикл так, чтобы отдельные итерации могли исполняться на разных процессорах одновременно [1].

Любую программу можно представить в виде последовательности операторов [2]. Основной задачей при выявлении параллелизма между операторами (т.е. возможности параллельного выполнения двух последовательно идущих операторов) является определение информационной независимости, поскольку не должно одновременно инициироваться более одной операции записи в ячейку памяти, а также операции чтения и записи в одну ячейку [3]. Математически это можно проверить, вычислив функцию:

$$F(i, k) = (I_i \wedge O_k) \vee (I_k \wedge O_i) \vee (O_i \wedge O_k), \quad (1)$$

где  $I_i$ ,  $O_k$  — строки матриц входных/выходных переменных соответственно. В ячейках этих матриц ставится единица, если переменная является входной/выходной для оператора  $i$ ;  $F$  — результат проверки возможности распараллеливания. Если  $F=0$ , то операторы могут выполняться параллельно, поскольку обрабатывают разные данные.

На таком подходе основан метод поиска и определения информационно независимых циклов, предполагающий нахождение циклов, которые можно выполнить параллельно на нескольких процессорах, обрабатывающих разные данные. Однако задача распараллеливания линейных участков внутри циклов в этом методе не решена.

Настоящая работа является продолжением исследований [4, 5]. Предлагаемый метод определения параллелизма внутри циклов основан на раскрутке (размотке) цикла. Линейный участок внутри цикла копируется столько раз, сколько в цикле итераций.

Например, исходный цикл  

```
for(i=1; i<=3; i++)
{
  a=b+c;
  c=d+e;
  b=a+f;
}
```

сводится к линейному участку

```
a=b+c;
c=d+e;
b=a+f;
a=b+c;
c=d+e;
b=a+f;
a=b+c;
c=d+e;
b=a+f.
```

Далее задача сводится к распараллеливанию линейного участка согласно выражению (1). Матрица входных переменных имеет следующий вид:

$$I = \begin{bmatrix} A & B & C & D & E & F \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

матрица выходных переменных имеет следующий вид:

$$O = \begin{bmatrix} A & B & C & D & E & F \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Далее по формуле (1) определяем параллельность операторов. Получаем следующий блок:

```
a=b+c;
c=d+e;      b=a+f;
a=b+c;
c=d+e;      b=a+f;
a=b+c;
c=d+e;      b=a+f.
```

Операторы, находящиеся в первом столбце, выполняются на первом процессоре, операторы во втором столбце выполняются на втором процессоре.

Таким образом, алгоритм распараллеливания циклов по предложенному методу следующий.

1. Выделить тело цикла.
2. Определить количество итераций.
3. Скопировать тело цикла столько раз, сколько в цикле итераций.
4. Для полученного блока составить матрицы входных и выходных переменных.
5. Определить по формуле (1) возможность параллельного выполнения операторов внутри блока.
6. Модифицировать цикл с учетом данных, полученных на предыдущем шаге.
7. Выполнить полученный цикл.

Если в исходной части программы есть несколько вложенных циклов, приведенный алгоритм применяется для каждого из циклов по убыванию уровня вложенности.

Процедура поиска информационно независимых итераций заключается в нахождении циклов, тело которых на  $(i+1)$ -й итерации информационно не зависит от тела цикла на  $i$ -й итерации, т.е. на каждой итерации циклом обрабатываются разные данные. Для определения возможности такого распараллеливания предлагается следующая методика.

Пусть исходный цикл имеет следующий вид:

```
for (i=1; i<10; i++)
{
  A=0;
  B=0;
  C=D+1;
}
```

Выделим тело цикла и составим для всего набора операторов, входящих в тело, векторы входных и выходных переменных.

Тело цикла  
 $A=0;$   
 $B=0;$   
 $C=D+1;$   
 $I=I+1.$

В этом наборе операторов есть четыре переменные ( $A, B, C, D$ ), а также счетчик цикла  $I$ , который всегда является и входной и выходной переменной в циклах такого вида, поэтому в эти векторы счетчик цикла не включается. Рассмотрим подробнее способ составления этих векторов. Так как в рассматриваемом случае в теле цикла используются четыре оператора, векторы входных и выходных переменных будут содержать по четыре элемента, т.е. каждому элементу ставится в соответствие определенная переменная. Элемент вектора  $I$  принимает значение „1“, если переменная используется хотя бы в одном операторе в теле цикла справа от знака „=“, иначе ставится „0“. Вектор выходных переменных заполняется так же, как и вектор входных переменных, за исключением того, что элемент вектора  $O$  принимает значение „1“, если переменная используется хотя бы в одном операторе в теле цикла слева от знака „=“, иначе ставится „0“.

Вектор входных переменных для итерации имеет следующий вид:

$$I = \{0, 0, 0, 1\},$$

выходных:

$$O = \{1, 1, 1, 0\}.$$



Вычислив конъюнкцию этих векторов, получим

$$I \wedge O = \{0, 0, 0, 0\}. \quad (4)$$

Наличие в векторе (4) хотя бы одной единицы говорит о том, что какая-то переменная используется в теле цикла и в качестве входной, и в качестве выходной, следовательно, распараллелить тело цикла по этому методу невозможно. Если все элементы вектора будут равны нулю, то необходимо составить векторы (условия) использования счетчика цикла для каждого оператора. В нашем примере четыре оператора, значит, эти векторы будут иметь по четыре элемента, по одному на каждый оператор. Элемент этих векторов принимает значение „1“, если счетчик используется в операторе в качестве входной переменной, либо в качестве выходной переменной, иначе элемент принимает значение „0“.

Составим вектор использования счетчика цикла в качестве входной переменной:

$$I_i = \{0, 0, 0, 1\},$$

выходной

$$O_i = \{0, 0, 0, 1\}.$$

Для выявления использования счетчика цикла в каких-либо операторах, кроме оператора инкремента/декремента, лучше всего подходит операция сложения по модулю 2. В нашем случае:

$$I_i \oplus O_i = \{0, 0, 0, 0\}. \quad (5)$$

Наличие хотя бы одной единицы в векторе (5) — показатель того, что счетчик цикла используется не только в операторе инкремента/декремента. В этом случае возможны два варианта развития событий. В первом счетчик используется в качестве входной переменной в одном или нескольких операторах, можно заменить его константой в зависимости от номера итерации. Во втором варианте счетчик используется в качестве выходной переменной в одном или нескольких операторах, т.е. изменяется этими операторами, и распараллелить цикл таким способом не получится. Определить возможность распараллеливания можно, вычислив функцию:

$$(I_i \oplus O_i) \wedge O_i = \{0, 0, 0, 0\}. \quad (6)$$

В итоге функцию определения информационной зависимости итераций можно описать следующим образом:

$$F = \max(I \wedge O) \vee \max((I_i \oplus O_i) \wedge O_i). \quad (7)$$

Функция  $\max()$  определяет максимальный элемент вектора, т.е. является показателем того, содержит вектор хотя бы одну единицу или нет. Если  $F = 0$ , итерации могут независимо друг от друга параллельно выполняться на разных процессорах.  $F=1$  означает, что некоторые операторы используются как в качестве входных, так и в качестве выходных внутри итерации, либо счетчик цикла используется в качестве выходной переменной не только в операторе инкремента/декремента. В этом случае предложенную методику распараллеливания тела цикла применить нельзя.

Таким образом, алгоритм распараллеливания циклов по предложенному методу следующий.

1. Выделить тело цикла.
2. Вычислить векторы  $I, O, I_i, O_i$ .
3. Вычислить функцию  $F$  по формуле (5).
4. Если  $F=0$ , перейти к шагу 5, иначе — выйти из алгоритма.

5. Отделить оператор инкремента/декремента и вычислить значение счетчика цикла для каждой итерации.

6. Подставить значения счетчика, вычисленные на предыдущем шаге, в операторы тела цикла.

7. Выполнить цикл.

Сложность программных вычислений в предложенных алгоритмах достаточно высока, поэтому они могут быть взяты за основу при построении специализированного вычислительного устройства, обеспечивающего распараллеливание циклических участков в то время, когда основные процессоры заняты выполнением своих непосредственных задач. Таким образом, получим выигрыш по времени выполнения циклов.

Работа выполнена в рамках гранта Президента РФ для поддержки ведущих научных школ НШ-2357.2014.8.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воеводин В. В. Параллельные вычисления. СПб: БХВ-Петербург, 2002. 608 с.
2. Цилькер Б. Я. Организация ЭВМ и систем: Учеб. для вузов. СПб: Питер, 2004. 668 с.
3. Трахтенгерц Э. А. Введение в теорию анализа и распараллеливания программ ЭВМ в процессе трансляции. М.: Наука, 1981. 254 с.
4. Ткачев П. Ю. Способы выявления параллелизма внутри циклических участков последовательных программ // „Инновация-2014“: Сб. матер. II регионального науч.-техн. семинара. Курск: ЮЗГУ, 2014.
5. Ткачев П. Ю. Способы выявления параллелизма внутри циклических участков последовательных программ // Изв. ЮФУ–ДонНТУ. Матер. 15-й Междунар. науч.-практ. конф. „Практика и перспективы развития партнерства в сфере высшей школы“. Кн. 1. Таганрог: ЮФУ, 2014. № 14. С. 165—169.

#### *Сведения об авторах*

- Павел Юрьевич Ткачев** — аспирант; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск; E-mail: amdathlon64@yandex.ru
- Дмитрий Борисович Борзов** — канд. техн. наук, доцент; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск; E-mail: borzovdb@kursknet.ru

Рекомендована Юго-Западным  
государственным университетом

Поступила в редакцию  
10.09.14 г.

С. И. ЕГОРОВ, А. В. КРИВОНОС, А. О. САЗОНОВ, Д. В. ЦВЕЛИК

## ПРОЦЕДУРЫ КОРРЕКЦИИ ОШИБОК ДЛЯ ОПТИЧЕСКОЙ ПАМЯТИ

Предложены новые процедуры коррекции ошибок, возникающих при воспроизведении данных с оптических дисков DVD. С помощью имитационного моделирования показана высокая эффективность исправления независимых ошибок предложенными процедурами.

**Ключевые слова:** DVD, производство кодов Рида—Соломона, декодирование.

**Введение.** Оптические DVD-диски — один из наиболее используемых носителей информации, их достоинством является дешевизна и возможность хранения достаточно большого объема информации. Однако оптические диски характеризуются относительно высоким уровнем ошибок при считывании информации вследствие их дефектов [1].

Для коррекции ошибок, возникающих при чтении информации с дисков DVD, используются произведения кодов Рида—Соломона (Reed—Solomon Product Code, RSPC) [2].

Коды Рида—Соломона (RS-коды) характеризуются параметрами  $(n, k, d)$  [3], где  $n$  — длина кодового слова,  $k$  — число информационных символов в кодовом слове,  $d$  — минимальное кодовое расстояние. При этом количество проверочных символов в слове  $r = (n - k)$ , и  $d = r + 1$ . Символы кодового слова представляют собой элементы поля Галуа  $GF(q)$ .

Число гарантированно исправляемых кодом ошибочных символов ограничено половиной минимального кодового расстояния  $t_c = \lfloor (d - 1) / 2 \rfloor$ . Для RS-кода  $(208, 192, 17)$  с символами из поля Галуа  $GF(2^8)$ , используемого в DVD, максимальное число гарантированно исправляемых ошибочных символов (байтов) равно 8, для RS-кода  $(182, 172, 11)$  — 5.

Число гарантированно исправляемых ошибочных символов произведением кодов Рида—Соломона равно  $t_c = \lfloor (d_h d_v - 1) / 2 \rfloor = 98$  ( $d_h$  и  $d_v$  — минимальное расстояние RS-кода для кодирования горизонтальных и вертикальных слоев).

Закодированный блок данных, записанный в одном секторе диска DVD, приведен на рис. 1. Информационные символы блока сначала кодируются RS-кодом  $(208, 192, 17)$  по вертикали, затем — RS-кодом  $(182, 172, 11)$  по горизонтали.

Используемая в контроллерах накопителей DVD процедура коррекции ошибок (процедура декодирования произведения кодов Рида—Соломона) предусматривает выполнение двух этапов.

Сначала осуществляется коррекция ошибок по строкам блока данных (горизонтальным кодовым словам). В каждой строке можно скорректировать до пяти байтовых ошибок. При этом исправляются случайные ошибки малой кратности. Если строки искажены протяженными пакетами ошибок, содержащими более пяти ошибочных байтов, коррекция ошибок в строке завершается либо ошибочным исправлением, либо обнаружением шести и более неисправляемых ошибок. В последнем случае отмечается отказ от декодирования, и соответствующее горизонтальное кодовое слово помечается специальным флагом.

На втором этапе процедуры исправляются ошибки по столбцам блока данных. При этом все символы горизонтальных кодовых слов, в которых зафиксированы неисправляемые ошибки, в вертикальных кодовых словах объявляются стертими. Если столбец имеет  $e$  стертых (из-за отказов декодирования) и  $t$  ошибок (из-за ошибочных исправлений), то он корректируется тогда и только тогда, когда  $2t + e \leq d - 1$ . Поскольку RS-код столбца имеет

минимальное расстояние 17, в каждом столбце можно исправить до 8 байтовых ошибок или до 16 стираний.



Рис. 1

Для исправления ошибок и стираний в горизонтальных и вертикальных кодовых словах используются стандартные алгоритмы алгебраического декодирования кодов Рида—Соломона с жесткими решениями: алгоритм Берлекэмп—Месси или алгоритм Евклида [2, 3].

Приведенная процедура декодирования позволяет эффективно исправлять протяженные пакеты ошибок, характеризуется небольшой задержкой декодирования и относительно простой аппаратной реализацией. Недостаток процедуры заключается в невысокой эффективности исправления небольших пакетов ошибок, вызванных дефектами оптического диска.

**Модифицированная процедура коррекция ошибок.** Недостаточно высокая эффективность исправления независимых ошибок рассмотренной процедурой коррекции объясняется большим числом ложных стираний символов на втором этапе. С учетом этого процедура может быть усовершенствована следующим образом.

1) на втором этапе при исправлении ошибок в вертикальных кодовых словах стирания не используются. В этом случае в вертикальных кодовых словах возможно исправление до восьми независимых ошибок. При исправлении ошибочных символов модифицируются синдромы горизонтальных кодовых слов, к которым эти символы относятся. Если число ошибок больше восьми, фиксируется отказ от декодирования (при отсутствии ложной коррекции, вероятность которой для RS-кода (208,192,17) весьма мала). Соответствующие вертикальные кодовые слова маркируются в специальном массиве;

2) в процедуру коррекции ошибок добавляется третий этап, на котором исправляются ошибки в решетчатой конфигурации горизонтальных и вертикальных кодовых слов, помеченных флагами отказов от декодирования, с использованием стираний (этот этап назван финальным исправлением стираний).

Приведем алгоритм финального исправления стираний.

1)  $i = 0$ .

2) Если  $\text{DecFailHor}[i] = 1$ , выполняются п. 3—7, в противном случае осуществляется переход к п. 8.

3)  $\text{NumErasures} = \text{CntDecFailVer}$ . Формируются позиции стираний для  $i$ -го горизонтального кодового слова в соответствии с содержимым массива  $\text{DecFailVer}$ . С использованием алгоритма Берлекэмп—Месси и учетом  $\text{NumErasures}$  стираний находятся позиции и значения ошибок в этом слове.

4) Если  $\text{NumErrors} > 0$ , выполняются п. 5—7, в противном случае осуществляется переход к п. 8.

5) Исправляются  $\text{NumErrors}$  ошибки в  $i$ -м горизонтальном кодовом слове. При  $\text{DecFailHor}[i] = 0$  значение  $\text{CntDecFailHor}$  декрементируется.

6) Если  $\text{CntDecFailHor} = 0$ , осуществляется переход к п. 10, в противном случае — к п. 7.

7) Выполняется модификация синдромов вертикальных кодовых слов, в которые входят исправленные символы  $i$ -го горизонтального кодового слова. Проверяются значения модифицированных синдромов, если они равны нулю, соответствующие ячейки массива  $\text{DecFailVer}$  сбрасываются в нуль. Одновременно для каждого нулевого значения синдрома декрементируется счетчик  $\text{CntDecFailVer}$ .

8)  $i = i + 1$ .

9) Если  $i = 208$ , процедура коррекции ошибок завершается неудачей, в противном случае — переход к п. 2.

10) Конец: ошибки в блоке данных исправлены.

В алгоритме используются следующие переменные:

—  $i$  — счетчик горизонтальных кодовых слов в блоке данных;  
 —  $\text{DecFailHor}[0:207]$  и  $\text{DecFailVer}[0:171]$  — массивы флагов неудачного декодирования горизонтальных и вертикальных кодовых слов соответственно, единица в ячейке массива означает неудачное декодирование слова;

—  $\text{CntDecFailHor}$  и  $\text{CntDecFailVer}$  — счетчики числа неудачно декодированных горизонтальных и вертикальных кодовых слов соответственно;

—  $\text{NumErasures}$  — число стираний на входе алгоритма Берлекэмп—Месси;

—  $\text{NumErrors}$  — число найденных ошибочных символов на выходе алгоритма Берлекэмп—Месси.

Сложность третьего этапа гораздо меньше сложности первого и второго этапов модифицированной процедуры коррекции ошибок. Это определяется двумя факторами: 1) число декодируемых горизонтальных и вертикальных кодовых слов (с отказами от декодирования) на порядок меньше числа кодовых слов, декодируемых на первых двух этапах процедуры; 2) вместо вычисления синдромов используется их модификация.

Использование третьего этапа позволяет эффективно исправлять протяженные пакеты ошибок в закодированном блоке данных.

**Моделирование процедур коррекции ошибок.** Эффективность процедур коррекции ошибок в оптических дисках DVD исследовалась путем имитационного моделирования на ЭВМ. При этом использовалась модель канала с гауссовым шумом (AWGN) и модуляцией BPSK. Блок-схема программной модели приведена на рис. 2.

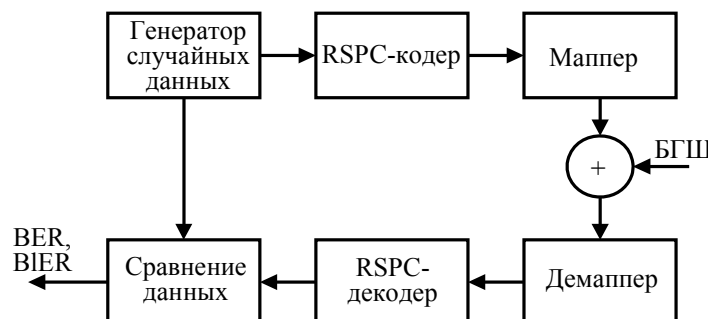


Рис. 2

При моделировании основными блоками программной модели выполняются:

- 1) генерирование случайных данных;
- 2) кодирование потока данных (RSPC-кодером);
- 3) отображение битов в точки сигнального созвездия BPSK;

- 4) добавление белого гауссова шума (БГШ) к сигналу;
- 5) отображение искаженного сигнала в последовательность битов блока данных;
- 6) коррекция ошибок в блоке данных RSPC-декодером;
- 7) подсчет числа ошибочных битов и блоков после коррекции. Вычисление значений BER (Bit Error Rate) и BIER (Block Error Rate).

С использованием программной модели исследовались зависимости BER и BIER на выходе RSPC-декодера от значений  $E_b/N_o$  (отношения энергии сигнала на информационный бит к односторонней спектральной плотности шума). Результаты исследований обычной и модифицированной процедур коррекции ошибок в DVD приведены в табл. 1, 2 ( $v_{cp}$  — среднее число ошибочных байтов, исправленных в закодированном блоке данных).

Таблица 1

Обычная процедура коррекции ошибок в DVD

$E_b/N_o$ , dB	6,70	6,80	6,85	6,90	6,95	7,00
$v_{cp}$	638,2	581,7	550,2	522,5	493,8	467,7
BER	$3,5 \cdot 10^{-4}$	$7,9 \cdot 10^{-5}$	$1,0 \cdot 10^{-5}$	$2,0 \cdot 10^{-6}$	$4,2 \cdot 10^{-7}$	$3,6 \cdot 10^{-8}$
BIER	0,79	0,20	$2,8 \cdot 10^{-2}$	$5,3 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$1,0 \cdot 10^{-4}$

Таблица 2

Модифицированная процедура коррекции ошибок в DVD

$E_b/N_o$ , dB	6,00	6,05	6,10	6,15	6,20
$v_{cp}$	1260,6	1205,5	1147,1	1096,0	1047,0
BER	$9,5 \cdot 10^{-4}$	$5,6 \cdot 10^{-4}$	$4,2 \cdot 10^{-5}$	$2,9 \cdot 10^{-6}$	$2,1 \cdot 10^{-8}$
BIER	0,69	0,33	$3,3 \cdot 10^{-2}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-4}$

Среднее число исправляемых ошибочных байтов достигает 550,2 для обычной процедуры коррекции ошибок ( $E_b/N_o = 6,85$ ) и 1147,1 — для модифицированной ( $E_b/N_o = 6,1$ ). При использовании модифицированной процедуры количество исправляемых ошибочных байтов в блоке примерно в 10 раз превышает значение  $t_c = 98$ .

На рис. 3 приведен график зависимостей BIER от  $E_b/N_o$ , полученный в результате имитационного моделирования коррекции ошибок в DVD (1 — зависимость, соответствующая обычной процедуре коррекции ошибок, 2 — первому и второму этапам модифицированной процедуры, 3 — модифицированной процедуре с финальным исправлением стираний, 4 — „вертикально-настойчивой“ процедуре коррекции ошибок, которая будет рассмотрена ниже).

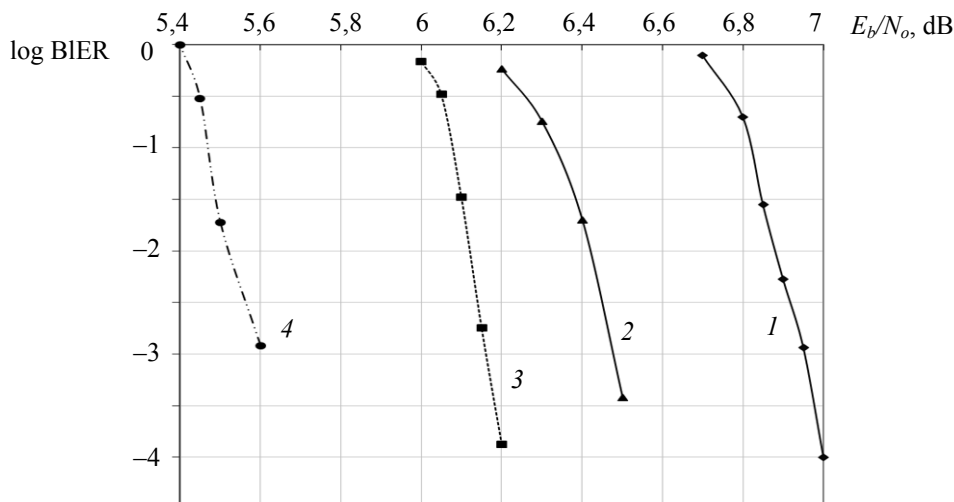


Рис. 3

Из рисунка видно, что в сравнении с обычной процедурой коррекции ошибок энергетический выигрыш от кодирования, обеспечиваемый модифицированной процедурой коррекции ошибок, составляет примерно 0,8 dB.

**„Вертикально-настойчивая“ процедура коррекции ошибок.** В процессе отладки программной модели коррекции ошибок для дисков DVD было отмечено следующее:

1) большое количество горизонтальных кодовых слов невозможно исправить. В блоке данных наблюдались десятки таких слов ( $E_b/N_o = 6,1$ ), что на порядок больше числа вертикальных слов с неисправляемыми ошибками;

2) достаточно много горизонтальных кодовых слов исправлялось ошибочно.

Объясняется это значительно меньшим минимальным расстоянием RS-кода ( $d_h = 11$ ), используемым для кодирования горизонтальных слов, по сравнению с минимальным расстоянием RS-кода ( $d_v = 17$ ), используемым для вертикальных слов.

Разработана процедура коррекции ошибок в блоке данных DVD, в которой основное внимание уделяется декодированию вертикальных кодовых слов. При этом коррекция ошибок в горизонтальных кодовых словах осуществляется только в случае невозможности декодирования вертикальных. Эту процедуру назовем „вертикально-настойчивой“, блок-схема ее укрупненного алгоритма приведена на рис. 4.

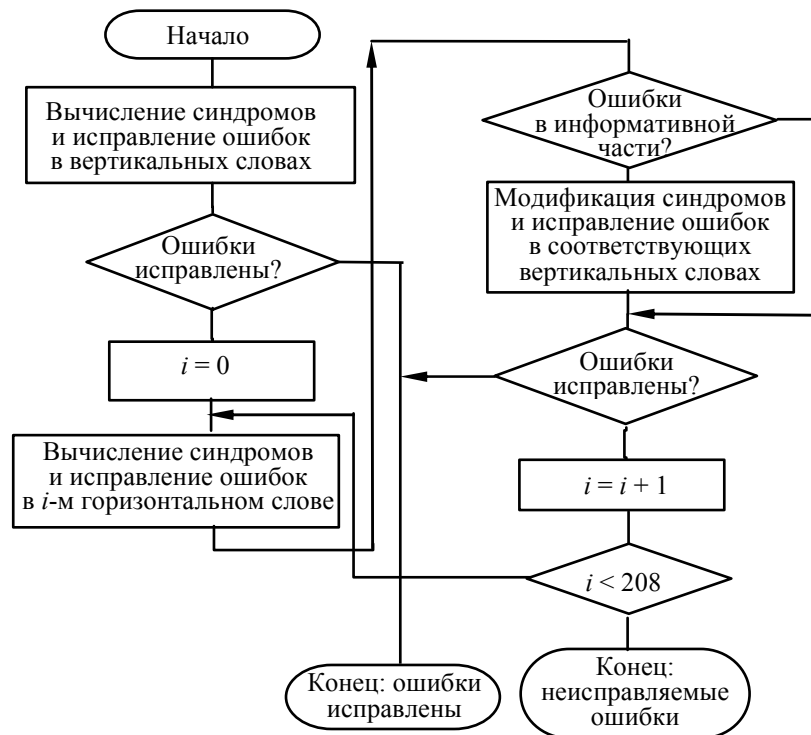


Рис. 4

Вначале производится вычисление синдромов и исправление ошибок в вертикальных кодовых словах. Если все ошибки исправлены, декодирование завершается. В противном случае вычисляется синдром и исправляются ошибки в  $i$ -м горизонтальном слове ( $i=0—207$ ). Если ошибки возникли в информационной части слова, производятся модификации синдромов соответствующих вертикальных кодовых слов и выполняются повторные попытки исправления в этих словах ошибок. Если все ошибки в блоке не исправлены, декодируется следующее горизонтальное слово. Если после перебора всех горизонтальных слов останутся ошибки, коррекция блока данных считается неудачной.

Эффективность исправления независимых ошибок „вертикально-настойчивой“ процедурой исследовалась на программной модели (табл. 3).

Таблица 3

$E_b/N_o$ , dB	5,40	5,45	5,50	5,60
$v_{cp}$	2070,4	1975,1	1899,1	1756,4
BER	$5,1 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$	$8,4 \cdot 10^{-5}$	$1,8 \cdot 10^{-7}$
BIER	1,0	0,30	$1,9 \cdot 10^{-2}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$

Среднее число исправляемых ошибочных байтов для процедуры достигает 1889,1; это примерно в три раза больше, чем для обычной процедуры коррекции ошибок, и в два раза больше, чем для модифицированной.

Из рис. 3 видно, что энергетический выигрыш от кодирования, обеспечиваемый этой процедурой, составляет примерно 1,4 dB в сравнении с обычной процедурой коррекции ошибок и 0,6 dB — в сравнении с модифицированной.

**Заключение.** Предложенные процедуры коррекции ошибок для оптических дисков DVD позволяют значительно повысить эффективность исправления независимых ошибок. Модифицированная и „вертикально-настойчивая“ процедуры коррекции ошибок обеспечивают дополнительный энергетический выигрыш от кодирования соответственно 0,8 и 1,4 dB в сравнении с обычной процедурой коррекции ошибок.

Работа поддержана грантом Президента Российской Федерации для государственной поддержки ведущих научных школ НШ-2357.2014.8.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Егоров С. И. Коррекция ошибок в информационных каналах периферийных устройств ЭВМ. Курск: Курск. гос. техн. ун-т, 2008. 252 с.
2. Chang H. C., Shung C. B., Lee C. Y. A Reed-Solomon Product-Code (RS-PC) Decoder Chip for DVD Applications // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2001. Vol. 36, N 2. P. 229—238.
3. Кларк Д., Кейн Д. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. М.: Радио и связь, 1987. 392 с.

#### Сведения об авторах

- Сергей Иванович Егоров** — д-р техн. наук, профессор; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск; E-mail: sie58@mail.ru
- Алексей Владимирович Кривонос** — аспирант; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск
- Антон Олегович Сазонов** — студент; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск
- Дмитрий Васильевич Цвелик** — аспирант; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск

Рекомендована Юго-Западным  
государственным университетом

Поступила в редакцию  
10.09.14 г.



Э. И. ВАТУТИН, В. С. ТИТОВ

**АНАЛИЗ ОБЛАСТЕЙ КАЧЕСТВЕННОГО ПРЕВОСХОДСТВА  
ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ЭВРИСТИЧЕСКИХ МЕТОДОВ СИНТЕЗА РАЗБИЕНИЙ  
ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ЛОГИЧЕСКИХ МУЛЬТИКОНТРОЛЛЕРОВ**

Приведены результаты исследования областей преимущественного использования методов синтеза разбиений параллельных алгоритмов логического управления в многомерном пространстве ограничений при проектировании систем логического управления в базе логических мультиконтроллеров.

**Ключевые слова:** система логического управления, проектирование логических мультиконтроллеров, разбиения, граф-схема параллельного алгоритма, эвристические методы, дискретная комбинаторная оптимизация, VOINC.

Одним из перспективных подходов к синтезу систем логического управления (СЛУ) является их реализация в базе логических мультиконтроллеров (ЛМК) [1—3], представляющих собой совокупность взаимосвязанных параллельно работающих однотипных контроллеров, реализующих заданный параллельный алгоритм логического управления. При проектировании подобных систем возникает ряд задач дискретной комбинаторной оптимизации, одной из задач является отыскание субоптимального разбиения известной граф-схемы параллельного алгоритма логического управления на последовательные блоки ограниченной сложности, каждый из которых реализуется одним из контроллеров в составе ЛМК. Эта задача относится к классу  $NP$ , что не позволяет отыскать ее оптимальное решение для задач практически важной размерности за приемлемое время, поэтому при решении применяются эвристические методы [4—9], существенно различающиеся по трудоемкости реализации, асимптотической временной и емкостной сложности соответствующих им алгоритмов, составу оптимизируемых частных показателей качества и интегральному качеству получаемых решений.

Формализованная постановка задачи выглядит следующим образом: требуется получить разбиение  $\text{Sep}(A^0) = \{A_1, A_2, \dots, A_H\}$  множества вершин  $A^0$  граф-схемы исходного управляющего алгоритма  $G^0 = \langle A^0, V^0 \rangle$ , удовлетворяющее следующим условиям:

$$\begin{aligned} \bigcup_{i=1}^H A_i &= A^0, \quad A_i \neq \emptyset, \quad A_i \cap A_j = \emptyset, \quad i, j = \overline{1, H}, \quad i \neq j; \\ \neg(a_i \omega a_j) &\forall a_i, a_j \in A_k, \quad i \neq j, \quad k = \overline{1, H}; \\ W(A_i) &\leq W_{\max}, \quad |X(A_i)| \leq X_{\max}, \quad |Y(A_i)| \leq Y_{\max}, \quad i = \overline{1, H}, \end{aligned}$$

где  $\omega$  означает бинарное отношение параллельности вершин;  $W(A_i) = \sum_{a_j \in A_i} W(a_j)$  — суммарный „вес“ вершин в составе  $i$ -го блока (затраты памяти контроллера);  $X(A_i) = \bigcup_{a_j \in A_i} X(a_j)$  — множество логических условий, входящих в вершины  $i$ -го блока (число дорожек контроллера, принимающих сигналы логического управления);  $Y(A_i) = \bigcup_{a_j \in A_i} Y(a_j)$  — множество

микроопераций, входящих в вершины  $i$ -го блока (число дорожек контроллера, выдающих сигналы микроопераций), такое что

$$\begin{aligned} Z_H &= H(\text{Sep}(A^0)) \rightarrow \min, \\ Z_\alpha &= \sum_{i=1}^H \sum_{j=1, j \neq i}^H \alpha(A_i, A_j) \rightarrow \min, \\ Z_\delta &= \delta(\text{Sep}(A^0)) \rightarrow \min, \\ Z_X &= \sum_{i=1}^H |X(A_i)| - |X(A^0)| \rightarrow \min, \\ Z_Y &= \sum_{i=1}^H |Y(A_i)| - |Y(A^0)| \rightarrow \min, \end{aligned}$$

$Z_H$  — число блоков разбиения;  $Z_\alpha$  — сложность сети межблочных связей, порождаемая  $\text{Sep}(A^0)$ ;  $\alpha(A_i, A_j)$  — коэффициент связи блоков (равен единице, если блоки связаны по управлению в направлении от  $A_i$  к  $A_j$ , т.е. необходима команда межконтроллерной передачи управления, и нулю — в противном случае);  $Z_\delta$  — суммарное число (интенсивность) межблочных взаимодействий;  $Z_X$  — степень дублирования сигналов логических условий;  $Z_Y$  — степень дублирования сигналов микроопераций.

Стратегия сравнения эвристических методов заключается [10—14] в использовании изначально заданной выборки  $\Lambda = \{G_1^0, G_2^0, \dots, G_K^0\}$  из  $K$  тестовых примеров  $G_k^0$  ( $k = \overline{1, K}$ ) (в данном случае — граф-схем параллельных алгоритмов). По ним определяются средние значения оптимизируемых показателей качества (и соответственно границы доверительных интервалов) и строятся кривые, показывающие, в скольких случаях качество оптимизации выбранного критерия  $x$  ухудшается на заданную величину  $\Delta\gamma_x$  (в абсолютных или относительных единицах). Выборка граф-схем алгоритмов  $\Lambda$  во всех экспериментах формируется с использованием генератора граф-схем алгоритмов с псевдослучайной структурой [15].

На рис. 1 приведены пространство параметров ( $a$ ), карта в разрезе параметров  $(X_{\max}, W_{\max})$  ( $b$ ) и результаты ранних вычислительных экспериментов работ [10, 11] ( $\epsilon, \zeta, \delta$ ). В работе [10] сравниваются методы (см. рис. 1,  $\epsilon$ ), время выполнения подобного эксперимента — от нескольких минут до нескольких часов.

Спецификой рассматриваемой задачи является существенное влияние на качество оптимизации частных критериев не только „внутренних“ числовых параметров (например, коэффициентов весовых или штрафных функций) и алгоритмических особенностей (например, выполнение тех или иных вспомогательных преобразований) методов синтеза разбиений, но и технологических ограничений  $X_{\max}$  (на число принимаемых контроллером сигналов логических условий от объекта управления),  $Y_{\max}$  (на число выдаваемых контроллером сигналов микроопераций для объекта управления) и  $W_{\max}$  (на емкость памяти контроллера), зависящих от элементной базы и особенностей схемотехнической реализации СЛУ, и размерности задачи, определяемой числом вершин  $N$  граф-схемы алгоритма управления. Вследствие возможности беспрепятственного обхода ограничения  $Y_{\max}$  путем дублирования контроллера в составе СЛУ [1] фактически задача исследования поведения эвристических методов синтеза разбиений сводится к исследованию различных областей пространства параметров  $\{X_{\max}, W_{\max}, N\}$ .

В работе [11] частично исследовано пространство параметров путем изменения одного из параметров в заданном диапазоне при неизменных значениях остальных (см. рис. 1, з, д), в результате получены одномерные графики зависимостей  $\gamma_x$  (средневыборочное значение показателя  $x$ ) и  $\rho_x$  (вероятность получения решения с наименьшим значением минимизируемого критерия  $x$ ) от изменяемого параметра  $y \in \{X_{\max}, W_{\max}, N\}$ . Время расчета подобных графиков зависимостей — от нескольких часов до нескольких десятков часов процессорного времени для одного эксперимента. Была выявлена зонная структура: в различных областях значений ограничений (слабые, сильные, очень сильные) методы демонстрируют разное качество минимизации частных показателей, не позволяя выявить однозначно лучшего.

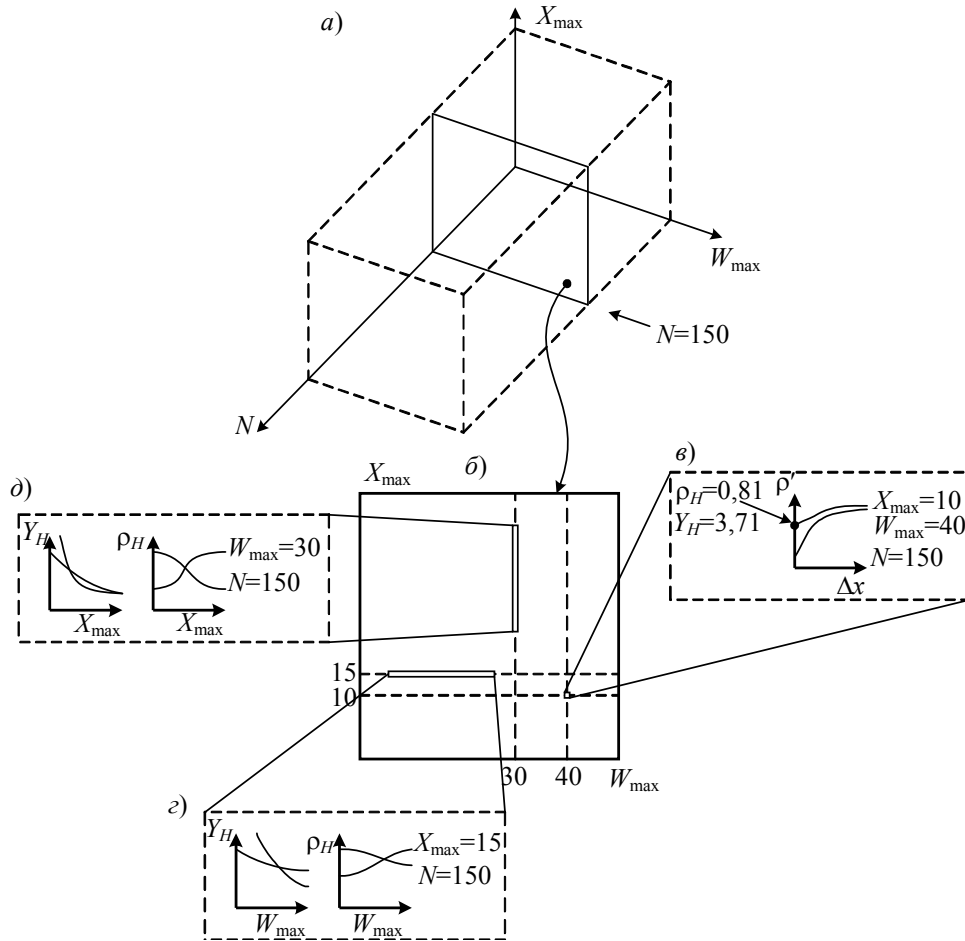


Рис. 1

В работах [12—14] предложено сравнить методы синтеза разбиений с использованием двухпараметрических диаграмм (карт), отражающих зависимость значений  $\gamma_x$  и  $\rho_x$  от пары изменяемых параметров  $y_1$  и  $y_2 \in \{X_{\max}, W_{\max}, N\}$ ,  $y_1 \neq y_2$  (рис. 1, б). Построение подобных карт достаточно ресурсоемко (в особенности с ростом  $N$ ) и требует сотен лет процессорного времени, что невозможно без распараллеливания вычислительного процесса и тщательной оптимизации программных реализаций методов синтеза разбиений [16, 17]. Поставленная задача исследования пространства параметров является слабосвязанной и, следовательно, может быть эффективно распараллелена согласно следующим стратегиям:

1) отдельные элементы пространства параметров (точки на карте), являющиеся входными параметрами для псевдослучайного генератора граф-схем алгоритмов и методов синтеза разбиений, могут быть обработаны параллельно;

2) отдельные разбиения  $\text{Sep}_{F_i}(A_j^0)$ , где  $F_i$  —  $i$ -й метод построения разбиений, в составе выборки граф-схем алгоритмов  $\Lambda$ , соответствующей каждой из точек на карте, могут быть выполнены параллельно.

При вычислениях с использованием Грид [18] время обработки расчетного задания (WorkUnit, WU) должно составлять от нескольких минут до нескольких часов: согласно первой стратегии, выборки граф-схем алгоритмов для различных точек пространства параметров формируются параллельно на различных машинах, входящих в состав Грид (1-я стратегия распараллеливания); построение разбиений в рамках выборки производится последовательно. С ростом размерности задачи последовательное построение выборки с результатами также становится достаточно времязатратным, поэтому при  $N > 500$  выборки разбиваются на под-выборки, обрабатываемые параллельно (2-я стратегия). При этом достигается эффективное использование вычислительных ресурсов (с загрузкой, близкой к 100 %).

Инструментарием для организации параллельных вычислений послужат технические возможности платформы добровольных распределенных вычислений BOINC (Berkeley Open Infrastructure for Network Computing), активно используемой в ряде проектов (SETI@Home, Einstein@home, LHC@Home и др.). В России на платформе BOINC работают SAT@Home, OPTIMA@Home, NetMax@Home [19—21]. Инфраструктура BOINC представляет собой распределенную Грид-систему, характеризующуюся суммарной производительностью порядка 7—8 Pflops [22]. Система состоит более чем из 6,5 млн существенно неоднородных, географически удаленных вычислительных узлов, поддерживаемых более чем 2 млн добровольцев.

Серверная часть кода, реализованная в рамках проекта распределенных вычислений Gerasim@Home [23], управляет выдачей расчетных заданий (исходный файл с параметрами расчета в формате XML размером несколько сотен байтов) на удаленные клиентские машины по их запросу из программного модуля BOINC Manager, а также получает результаты (результатирующий бинарный файл с выборкой значений показателей качества размером около 200 КБ). С целью защиты от потенциальных ошибок различного характера два экземпляра каждого расчетного задания обрабатывались на различных машинах с последующей побайтной сверкой полученных результатов (валидацией).

Вычислительное время эксперимента с использованием Грид-инфраструктуры составило в общей сложности около 97 лет (29,6 Eflops, в приведенных значениях не учитываются вычислительные затраты выполненных ранее экспериментов [12—14]) время обработки, по сравнению с реализацией расчетов на одной машине, снизилось в 558 раз (по сравнению с круглосуточно работающим компьютером на базе процессора Intel Core 2 Duo E6300 1,86 ГГц). В расчетах приняли участие более 1300 добровольцев (900 компьютеров) из 69 стран мира, обеспечивая среднюю производительность проекта, по данным [22], на уровне 2—2,5 Tflops (3 Tflops во время 5-дневного командного соревнования “Breaking Dawn”, объявленного командой IBM).

Последовательная часть расчетов (постобработка) включает в себя вычисления средне-выборочных значений критериев  $\gamma_x$  по каждой из выборок в отдельности и вероятностей  $\rho_x$  путем сопоставления выборок, полученных разными методами синтеза разбиений, для заданной точки пространства параметров [13]. Время постобработки составило порядка нескольких десятков—сотен часов для каждого вычислительного эксперимента, основным ограничением является скорость чтения большого объема данных (174 ГБ для выполненных расчетов) с жесткого диска, представленного множеством мелких файлов. В результате постобработки получены карты (двумерные массивы), представляющие собой набор срезов пространства параметров (рис. 1), общим объемом порядка нескольких десятков мегабайт. Полученные карты используются в дальнейшем для детального сравнения методов синтеза разбиений.

В соответствии с работами [12—14] для анализа применимости различных эвристиче-

ских методов выбраны следующие срезы пространства параметров:

- 1)  $3 \leq W_{\max} \leq 200$ ,  $1 \leq N \leq 600$  при  $X_{\max} = +\infty$  и  $Y_{\max} = +\infty$ ;
- 2)  $4 \leq X_{\max} \leq 150$ ,  $1 \leq N \leq 700$  при  $W_{\max} = +\infty$  и  $Y_{\max} = +\infty$ .

Верхняя граница для диапазона изменения ограничений в экспериментах определяется расположением границ „загиба“ (дальнейшее ослабление ограничений нецелесообразно для выбранного диапазона изменения  $N$ ), максимальная размерность задачи увеличена по сравнению с предыдущими экспериментами.

Общий вид зависимостей средневыворочных значений частных показателей качества  $\gamma_x$  от размерности задачи и силы ограничения приведен на рис. 2 (штриховка — область нечувствительности). Экспериментально полученные двумерные поверхности дают общее представление о виде соответствующих функциональных зависимостей и могут быть полезны, например, при выполнении структурно-параметрической оптимизации СЛУ [24], однако для сопоставления различных эвристических методов они наименее показательны. С целью выявления областей качественного превосходства соответствующих методов была произведена оценка вероятностей  $\rho_x$  получения разбиений с минимальным значением выбранного частного показателя качества и были отмечены области пространства параметров, в которых соответствующие методы характеризуются максимальным значением указанной вероятности. Для указанных выше срезов получены результаты, дополняющие исследования [12], которые приведены на рис. 3 и 4 (Р — метод параллельно-последовательной декомпозиции, В — метод С. И. Баранова, АВ — смежный жадный метод).

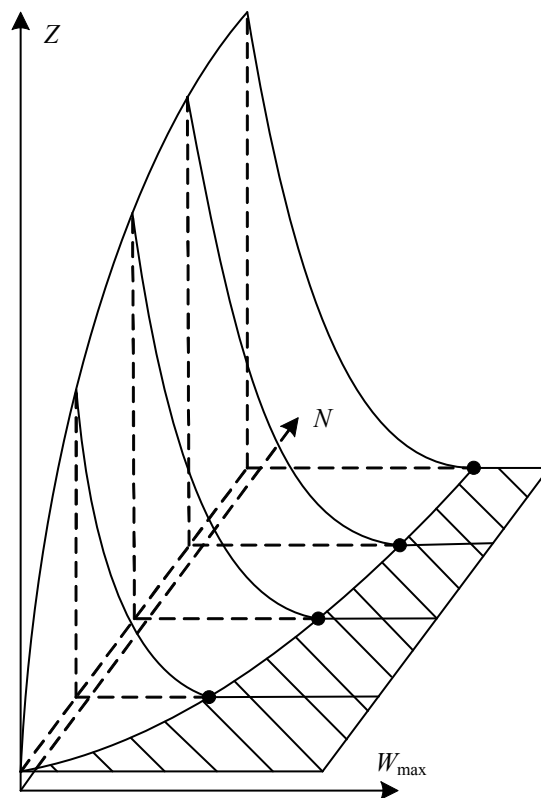


Рис. 2

Общей тенденцией, выявленной в ходе анализа приведенных результатов, является то, что метод С. И. Баранова [6, 7] демонстрирует преимущество в области слабых ограничений, метод параллельно-последовательной декомпозиции [4, 5] — в области сильных (местами очень сильных) ограничений, а метод, основанный на жадной последовательной стратегии с ограничением на смежность [8, 9], занимает промежуточное положение в области ограничений средней силы. С ростом размерности задачи  $N$  ширина области преимущества метода

С. И. Баранова уменьшается для большинства показателей качества. Следует ожидать, что при дальнейшем росте  $N$  метод С. И. Баранова в области слабых ограничений будет окончательно вытеснен методом, основанным на смежной жадной стратегии, однако для этого потребуются дополнительные вычислительные эксперименты в области  $N > 700$ .

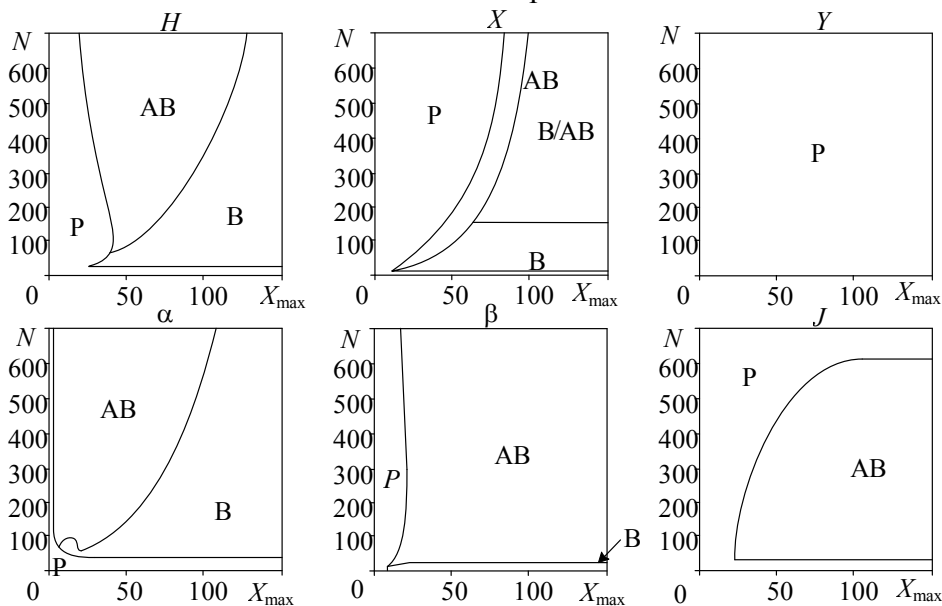


Рис. 3

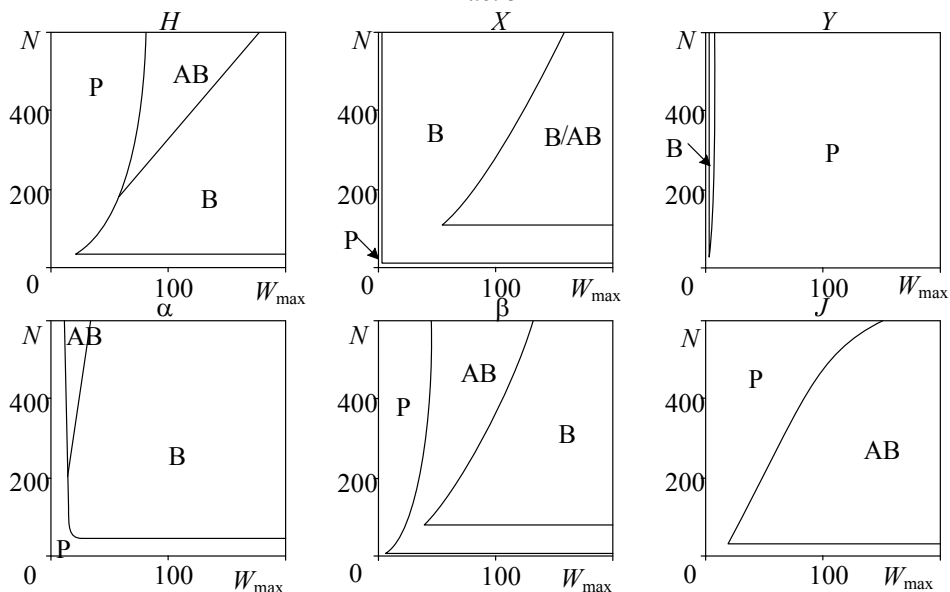


Рис. 4

Предложенный в работе [8] метод, основанный на смежной жадной стратегии синтеза разбиения, имеет наибольшие преимущества по сравнению с методом С. И. Баранова в следующих областях пространства параметров:

- по  $Z_X$  в области  $X_{max} = 50 \pm 20$ ,  $N = 500 \pm 200$ ;
- по  $Z_\alpha$  в области  $X_{max} = 80 \pm 70$ ,  $W_{max} = 110 \pm 90$ ,  $N = 400 \pm 300$ ;
- по  $Z_\delta$  в области  $X_{max} = 90 \pm 60$ ,  $W_{max} = 140 \pm 60$ ,  $N = 450 \pm 250$ ;

по сравнению с методом параллельно-последовательной декомпозиции:

- по  $Z_H$  в области  $X_{max} = 15 \pm 10$ ,  $W_{max} = 25 \pm 15$ ,  $N = 500 \pm 200$ ;
- по  $Z_X$  в области  $X_{max} = 35 \pm 15$ ,  $N = 500 \pm 200$ ;
- по  $Z_\delta$  в области  $W_{max} = 30 \pm 20$ ,  $N = 350 \pm 250$ .

Авторы статьи выражают благодарность всем добровольцам, принявшим участие в проекте Gerasim@Home и обсуждении деталей адаптации расчетного модуля под BOINC Грид, а также лично Сергею Юрьевичу Валяеву (SerVal) за предоставление технической возможности использования проекта Gerasim@Home для организации распределенных вычислений и ряд ценных советов и замечаний.

Работа выполнена в рамках государственного задания для Юго-Западного государственного университета на 2014—2017 гг., НИР № 2246; а также в рамках научной школы НШ-2357.2014.8.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Емельянов С. Г., Зотов И. В., Титов В. С. Архитектура параллельных логических мультиконтроллеров. М.: Высш. школа, 2009. 233 с.
2. Ватутин Э. И., Зотов И. В., Титов В. С. и др. Комбинаторно-логические задачи синтеза разбиений параллельных алгоритмов логического управления при проектировании логических мультиконтроллеров. Курск: Изд-во КурскГТУ, 2010. 200 с.
3. Ватутин Э. И. Проектирование логических мультиконтроллеров. Синтез разбиений параллельных граф-схем алгоритмов. Saarbrücken: Lambert Academic Publishing, 2011. 292 с.
4. Ватутин Э. И., Зотов И. В. Метод формирования субоптимальных разбиений параллельных управляющих алгоритмов // Параллельные вычисления и задачи управления (РАСО'04). М.: Ин-т проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, 2004. С. 884—917.
5. Ватутин Э. И., Зотов И. В. Параллельно-последовательный метод формирования субоптимальных разбиений параллельных управляющих алгоритмов. Св-во о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2005613091 от 28.11.05.
6. Баранов С. И., Журавина Л. Н., Песчанский В. А. Обобщенный метод декомпозиции граф-схем алгоритмов // АиВТ. 1982. № 5. С. 43—51.
7. Ватутин Э. И. Библиотека функций построения разбиений методом С.И. Баранова с жадным последовательным формированием блоков. Св-во о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2010612902 от 28.04.10.
8. Ватутин Э. И., Леонов М. Е. Использование смежной окрестности при жадном последовательном формировании блоков разбиения граф-схем параллельных алгоритмов // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. Т. 56, № 6. С. 30—35.
9. Ватутин Э. И., Титов В. С. Библиотека функций для построения разбиений с использованием смежной жадной стратегии и последовательным формированием блоков. Св-во о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2013619395 от 03.10.13.
10. Ватутин Э. И., Волобуев С. В., Зотов И. В. Комплексная сравнительная оценка методов выбора разбиений при проектировании логических мультиконтроллеров // Идентификация систем и задачи управления (SICPRO'08). М.: ИПУ РАН, 2008. С. 1917—1940.
11. Ватутин Э. И., Волобуев С. В., Зотов И. В. Комплексный сравнительный анализ качества разбиений при синтезе логических мультиконтроллеров в условиях присутствия технологических ограничений // Параллельные вычисления и задачи управления (РАСО'08). М.: ИПУ РАН, 2008. С. 643—685.
12. Ватутин Э. И., Титов В. С. Сравнение методов синтеза разбиений параллельных алгоритмов логического управления с использованием двухпараметрических диаграмм // Оптико-электронные приборы и устройства в системах распознавания образов, обработки изображений и символьной информации (Распознавание — 2012). Курск: Изд-во ЮЗГУ, 2012. С. 138—140.
13. Ватутин Э. И., Титов В. С. Использование добровольных распределенных вычислений на платформе BOINC для анализа качества разбиений граф-схем параллельных алгоритмов // Параллельные вычисления и задачи управления (РАСО'12). М.: ИПУ РАН, 2012. С. 37—54.
14. Ватутин Э. И., Титов В. С. Сравнение методов синтеза разбиений граф-схем параллельных алгоритмов с использованием двумерных диаграмм // Изв. Юго-Западного гос. ун-та. 2012. № 3 (42). С. 66—74.

15. *Vatutin E. I.* Constructing Random Sample Parallel Logic Control Algorithms // 11<sup>th</sup> Intern. Student Olympiad on Automatic Control (Baltic Olympiad, BOAC'06). St-Petersburg, 2006. P. 162—166.
16. *Ватутин Э. И.* Анализ эффективности и программная оптимизация методов синтеза разбиений параллельных алгоритмов логического управления в среде PAE // Изв. Юго-Западного гос. ун-та. Сер. „Управление, вычислительная техника, информатика. Медицинское приборостроение“. 2012. № 2. Ч. 1. С. 191—195.
17. *Ватутин Э. И., Титов В. С.* Алгоритмическая оптимизация программной реализации метода параллельно-последовательной декомпозиции граф-схем параллельных алгоритмов // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. Т. 56, № 6. С. 23—29.
18. *Ватутин Э. И., Валяев С. Ю.* Расчетный модуль для построения разбиений параллельных алгоритмов логического управления с использованием добровольных распределенных вычислений. Св-во о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2013618013 от 28.08.13.
19. *Заикин О. С., Посыпкин М. А., Семенов А. А., Храпов Н. П.* Опыт организации добровольных вычислений на примере проектов OPTIMA@home и SAT@home // Вестн. ННГУ. 2012. № 5(2). С. 338—346.
20. *Заикин О. С., Посыпкин М. А., Семенов А. А., Храпов Н. П.* Организация добровольных вычислений на платформе BOINC на примере проектов OPTIMA@home и SAT@home // CAD/CAM/CAE Observer. 2012. № 3 (71). С. 87—92.
21. *Posypkin M., Semenov A., Zaikin O.* Using BOINC desktop grid to solve large scale SAT problems // Computer Science. 2012. N 13 (1). P. 25—34.
22. [Электронный ресурс]: <<http://boincstats.com>>.
23. [Электронный ресурс]: <<http://gerasim.boinc.ru>>.
24. *Ватутин Э. И., Титов В. С.* Структурно-параметрическая оптимизация систем логического управления с использованием добровольных распределенных вычислений // Изв. Юго-Западного гос. ун-та. Сер. „Управление, вычислительная техника, информатика. Медицинское приборостроение“. 2012. № 2. Ч. 1. С. 12—17.

**Сведения об авторах**

- Эдуард Игоревич Ватутин** — канд. техн. наук, доцент; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск;  
E-mail: [evatutin@rambler.ru](mailto:evatutin@rambler.ru)
- Виталий Семенович Титов** — д-р техн. наук, профессор; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск; заведующий кафедрой;  
E-mail: [titov-kstu@rambler.ru](mailto:titov-kstu@rambler.ru)

Рекомендована Юго-Западным  
государственным университетом

Поступила в редакцию  
10.09.14 г.



---

---

# ПРИБОРЫ, УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

---

---

УДК 621.397  
DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-2-123-127

Е. В. ЕРШОВ, Л. Н. ВИНОГРАДОВА, Д. В. БОГАЧЕВ, О. С. ПЕТРУХИНА

## СИСТЕМА ПРОГНОЗИРОВАНИЯ КАЧЕСТВА ПРОДУКЦИИ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОГО ПРОИЗВОДСТВА

Представлена система, реализующая метод прогнозирования качества агломерата. Метод основан на использовании базы данных и обработке информации в искусственной нейронной сети. Описан фрактальный метод сжатия изображений аглоспека, приведены результаты производственных испытаний системы прогнозирования качества агломерата.

***Ключевые слова:** прогнозирование, управление, обработка информации, агломерат, аглоспек, шихта, прогноз качества, фрактальное сжатие изображений, нейронная сеть.*

К металлургическому производству предъявляются жесткие требования по качеству продукции и ее себестоимости, а также по соблюдению экологических норм.

Для повышения оперативности и качества контроля непрерывного технологического процесса производства агломерата создана система прогнозирования, использующая разработанный способ хранения технологических параметров и метод обработки и прогнозирования выходных параметров.

Специальное математическое обеспечение системы прогнозирования качества агломерата представляет собой совокупность прикладных программ, реализующих алгоритмы обработки информации, формирования рекомендаций к процессу и управлению им, а также служащих для связи с объектом управления и обслуживающим персоналом. В состав математического обеспечения входят функциональные подсистемы:

- сбора и первичной обработки информации;
- анализа и прогнозирования;
- ведения справочно-информационного фонда;
- обмена информацией между системой прогнозирования и обслуживающим персоналом.

В подсистеме сбора и первичной обработки информации реализуются алгоритмы фрактального сжатия изображения излома агломерационного спека, сбора и первичной обработки входных и выходных параметров для создания базы данных, на основе которого система будет выполнять анализ технологической информации и составлять прогноз.

В подсистеме анализа и прогнозирования используются методы и алгоритмы определения параметров процесса спекания шихты, комплексных количественных показателей состояния процесса, контроля параметров, анализа и прогнозирования хода технологического процесса производства агломерата.

В результате работы этих двух подсистем формируются массивы текущих значений комплексных показателей процесса, их отклонений от заданных значений, а также текущие оценки состояния процесса спекания аглошихты.

Своевременное использование полученной информации позволяет прогнозировать ход процесса агломерации, вовремя предупреждать нежелательное его развитие и принимать соответствующие решения для системы управления спеканием шихты.

Система прогнозирования качества агломерата обеспечивает:

- оценку выхода годного агломерата после грохотов;
- обработку и анализ выходной информации с целью принятия решения.

Обобщенная функциональная схема системы представлена на рис. 1. Реализованные на базе стандартных узлов функциональные блоки объединены в программно-аппаратный комплекс.

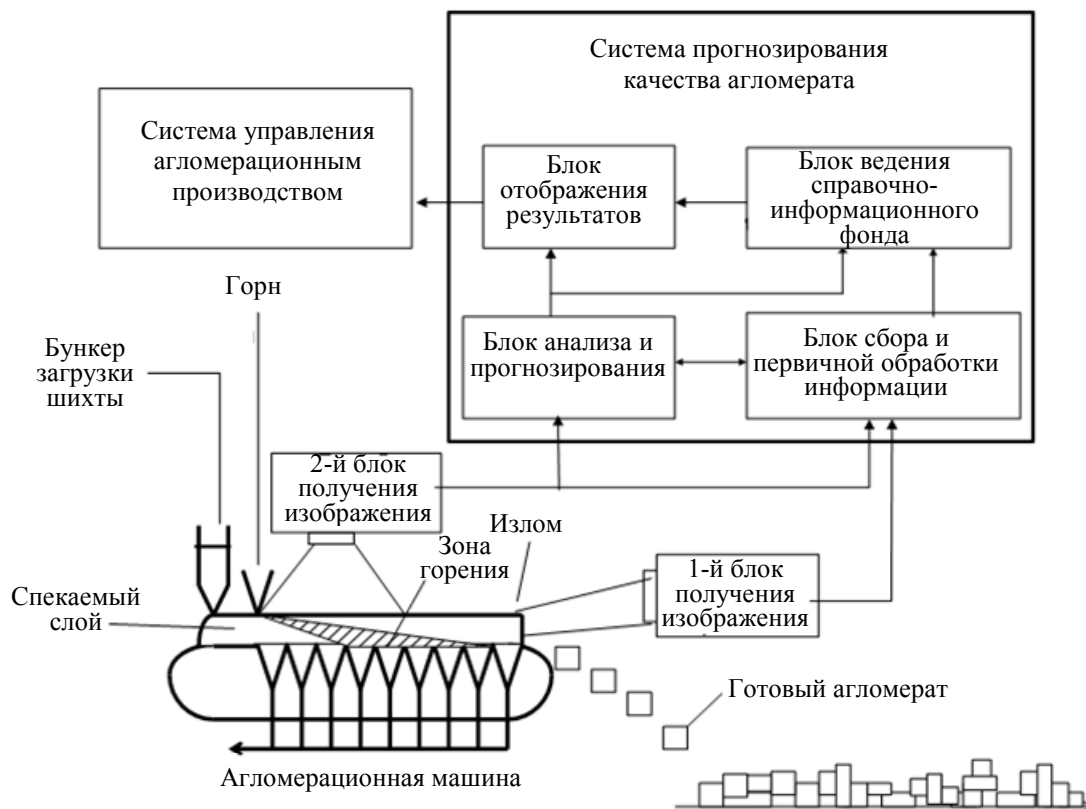


Рис. 1

Требования к согласованности затрат времени на решение функциональных задач с временными характеристиками технологических циклов являются решающими при определении необходимых аппаратных и программных ресурсов. Система прогнозирования обеспечивает работу в режиме реального времени при производстве агломерата [1]. Для прогнозирования выхода годного агломерата используется самонастраивающаяся нейронная сеть Кохонена как наиболее полно удовлетворяющая требованиям и задачам оценки качества агломерационного производства [2]. В качестве активационной функции в нейронной сети Кохонена используется логистическая функция  $F(x) = 1/(1 + e^{-x})$ . Входной информацией системы прогнозирования служит: начальная температура шихты ( $T_{ш}$ ) с диапазоном изменения 50—60 °С, доля топлива в шихте (4—6 %), доля известняка (8—10 %), доля возврата (25—30 %), влажосодержание шихты (5—6 %), высота насыпного слоя (0,25—0,4 м), скорость газа ( $V_{г} = 0,4—0,6$  м/мин), температура газа в горне ( $t_{г} = 1000—1450$  °С), мощность источника тепла ( $q_{г} = 5000—7000$  кВт/м<sup>3</sup>), скорость движения паллет ( $V_{п} = 1,5—2,2$  м/мин), насыпная плотность шихты ( $\rho_{ш} = 3,7—3,8$  кг/м<sup>3</sup>), плотность газа ( $\rho_{г} = 0,23—0,25$  кг/м<sup>3</sup>), плотность воз-

духа ( $\rho_v = 1,0—1,2 \text{ кг/м}^3$ ), время зажигания ( $t_3 = 50—80 \text{ с}$ ). Эти технологические параметры определяют качество агломерата.

Система обрабатывает изображения как агломерационного пирога после горна для определения начала процесса зажигания, так и излома аглоспека в разгрузочной части агломашины — для выявления момента окончания процесса спекания. Несмотря на сравнительно небольшие размеры изображений (500—700 кБ), для хранения их последовательностей требуется большой объем дискового пространства, поэтому целесообразно хранить сжатые технологические параметры и сжатые изображения.

При сжатии в исходных данных избыточность информации устраняется. Существуют разнообразные методы сжатия, однако именно фрактальное максимально устраняет избыточность информации [3].

В основе фрактального сжатия изображения аглоспека лежит алгоритм разбиения исходного изображения на доменные и ранговые блоки и попытки выявления таких преобразований сжатия, при которых находились бы наилучшие соотношения между ранговыми и доменными блоками [4]. Преобразованию подвергаются точки в трехмерном пространстве (координаты  $x$  и  $y$ , яркость). Доменные области представляются в виде перекрывающихся прямоугольников разных размеров, причем степень перекрытия влияет на точность и степень сжатия. Так как изображение излома аглоспека имеет размер  $512 \times 512$ , то при делителе, равном 8 ( $2^3$ ), получим максимальный размер блока  $64 \times 64$  — это первый уровень, на каждом следующем уровне доменный блок уменьшается вдвое.

Ранговые блоки получают путем адаптивного разбиения при переменном размере блоков по технологии квадродерева — пространство  $R_2$  разбивается таким образом, чтобы на каждом последующем уровне дерева размер списка областей был меньше, чем на предыдущем. Разбиение на ранговые блоки производится, если текущий ранговый блок больше самого большого доменного.

Корнем квадродерева является все изображение, которое затем делится на четыре части, каждая часть еще на четыре (рис. 2). На  $n$ -м уровне число элементов равно  $N = 4^n$ .

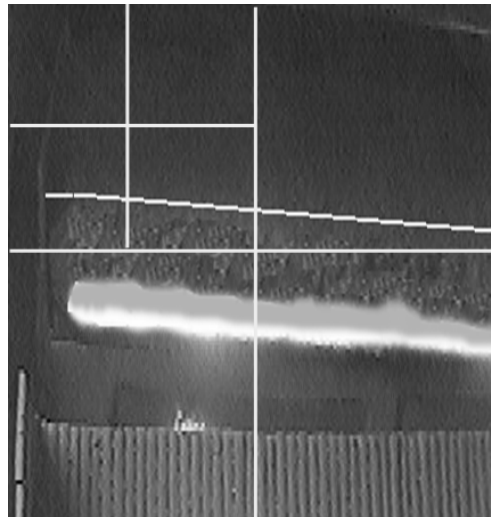


Рис. 2

После разбиения изображения на доменные и ранговые блоки подбираются такие преобразования сжатия, чтобы результат попиксельного суммирования был меньше заданной константы  $\epsilon$  [4].

Размер итогового (сжатого) изображения меньше размера исходного за счет того, что в файле хранится информация не о цвете каждого пиксела, а о расположении рангового блока, домене, описывающем этот блок, и о преобразованиях домена в ранговый блок [4].

Метод прогнозирования выхода годного агломерата заключается в следующем (рис. 3): подсистема сбора и первичной обработки информации обрабатывает входные параметры и подает запрос в базу данных о совпадении входных параметров с уже имеющимися в базе [5]. Так как вероятность совпадения всех параметров практически равна нулю, то в задаче прогнозирования принимается допущение о совпадении хотя бы 12 параметров. Вместе с входными параметрами в базе данных хранятся информация о выходе годного агломерата, который получился после спекания шихты, и сжатые фрактальным алгоритмом изображения излома агломерационного спека.

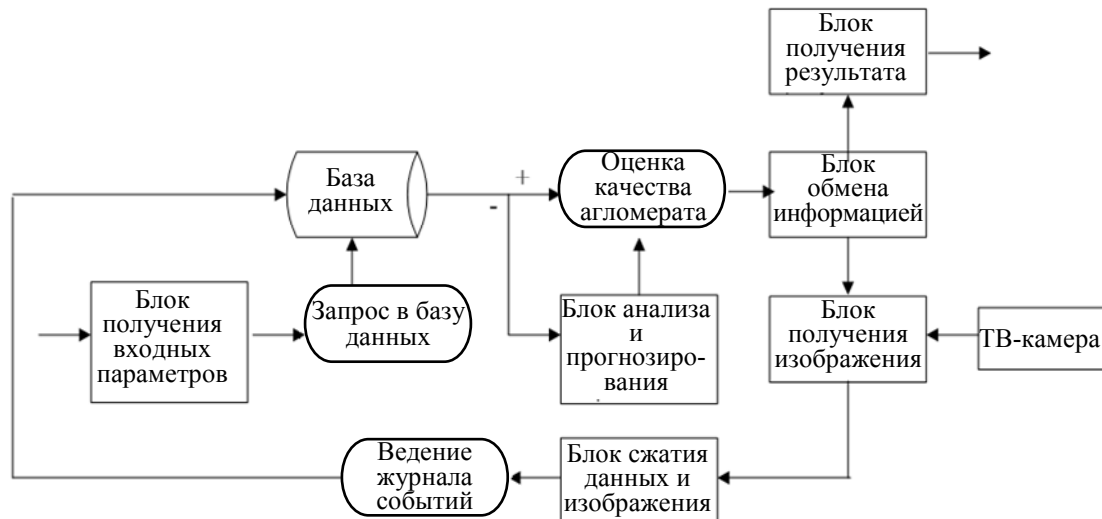


Рис. 3

При совпадении параметров подсистема сбора и первичной обработки информации отправляет в подсистему анализа и прогнозирования файл с необходимой информацией. Затем запускается процесс декомпрессии изображения, а также осуществляется связь с подсистемой обмена информацией между системой прогнозирования и обслуживающим персоналом. В этом случае оператор получает на экран входные параметры, прогноз выхода годного агломерата, изображение излома аглоспека и при необходимости — рекомендации о способе регулирования процесса спекания. Оператор на основании полученных данных принимает решение о подаче управляющего воздействия в систему управления процессом спекания агломерата.

Если совпадения нет, подсистема анализа и прогнозирования подает параметры на входы предварительно обученной искусственной нейронной сети Кохонена. Сеть выдает прогноз выхода годного агломерата и рекомендации, которые также поступают к оператору и в подсистему сбора и первичной обработки информации.

Экспериментальные исследования системы прогнозирования качества агломерата с использованием искусственной нейронной сети осуществлялись в условиях действующего производства с целью проверки надежности и эффективности алгоритмов фрактального сжатия изображения излома аглоспека, входных данных, а также функционирования нейронной сети.

В агломерационном цехе № 3 ОАО „Северсталь“ было проведено 560 технологических экспериментов, адекватность результатов которых оценивалась с помощью критерия Фишера.

На рис. 4 сравниваются экспериментально полученные результаты выхода годного агломерата  $D$  (кривая) и данные прогнозирования (Н — низкий выход, С — средний, В — высокий) для 25 экспериментов ( $N$ ): область 1 — высокий выход, 2 — средний, 3 — низкий.

Результаты экспериментальных исследований подтверждают высокую надежность и эффективность разработанного математического обеспечения системы прогнозирования качества агломерата.

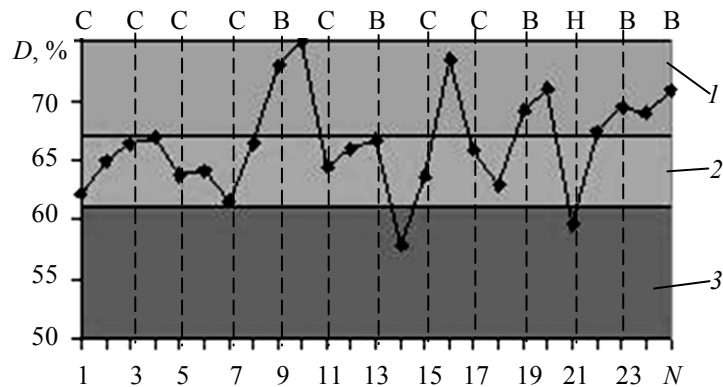


Рис. 4

Предложенный метод прогнозирования позволяет снизить ошибку прогноза до 2—5 %, расширить функциональность системы и улучшить экономические показатели путем повышения оперативности принятия решений.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Виноградова Л. Н., Ершов Е. В., Шумилова Е. С. Определение функциональных требований к системе прогнозирования выходных параметров непрерывного технологического процесса производства агломерата // Вестн. Череповецкого гос. ун-та. 2010. № 3. С. 123—127.
2. Виноградова Л. Н., Ершов Е. В. Способ сжатия экспериментальных данных фрактальными распределениями для прогнозирования хода непрерывных металлургических процессов // Производство проката. 2010. № 3. С. 35—38.
3. Виноградова Л. Н., Ершов Е. В., Шумилова Е. С. Использование нейронной сети и фрактальной аппроксимации для прогнозирования параметров макроструктуры и качества агломерата в оптико-электронной системе управления спеканием шихты // Вестн. Череповецкого гос. ун-та. 2010. № 2. С. 126—129.
4. Виноградова Л. Н., Ершов Е. В., Шумилова Е. С. Алгоритм фрактальной аппроксимации для сжатия изображений в оптико-электронных системах контроля качества продукции // Изв. вузов. Приборостроение. 2010. Т. 53, № 9. С. 19—22.
5. Виноградова Л. Н., Бажинов А. Н., Ершов Е. В. Метод прогнозирования качества агломерата на основе нейронных сетей и нечетких множеств // Изв. Юго-Западного гос. ун-та. 2011. № 1. С. 21—28.

## Сведения об авторах

- Евгений Валентинович Ершов** — д-р техн. наук, профессор; Череповецкий государственный университет, кафедра математического и программного обеспечения ЭВМ; заведующий кафедрой; E-mail: eve@chsu.ru
- Людмила Николаевна Виноградова** — канд. техн. наук; Череповецкий государственный университет, кафедра математического и программного обеспечения ЭВМ; E-mail: lvinogradova@bk.ru
- Дмитрий Владимирович Богачев** — аспирант; Череповецкий государственный университет, кафедра математического и программного обеспечения ЭВМ; E-mail: bogachev-d@yandex.ru
- Ольга Сергеевна Петрухина** — магистр; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск; E-mail: petruhina1203@mail.ru

Рекомендована Юго-Западным  
государственным университетом

Поступила в редакцию  
10.09.14 г.

В. И. ИВАНОВ, В. С. ТИТОВ

**МОДЕЛИ  
АЛГОРИТМОВ И УСТРОЙСТВ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ  
МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ *RLC*-ДАТЧИКОВ  
НА ОСНОВЕ ОБОБЩЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ДВУХПОЛЮСНИКОВ.  
ЧАСТЬ 1**

Представлены результаты исследований алгоритмов и устройств преобразования параметров многоэлементных двухполосников с воздействием на измерительную схему импульсами напряжения или тока, изменяющегося по закону степенной функции времени. Рассмотрен ряд первичных преобразователей, основанных на методе обобщенных параметров частотно-независимых двухполосников.

*Ключевые слова:* многоэлементный двухполосник, степенной импульс, обобщенные параметры, частотно-независимый двухполосник, преобразователь.

**Введение.** Для решения обширного круга задач в системах контроля и управления технологическими процессами современного производства широко применяются датчики, схемы замещения которых представляют собой пассивные многоэлементные двухполосные цепи — *RLC*-двухполосники. Параметры (сопротивление, емкость и индуктивность) элементов таких двухполосников соответствуют информативным параметрам исследуемых объектов, поэтому определение параметров объекта сводится к определению параметров каждого элемента двухполосника (ДП).

Линейная цепь, состоящая из пассивных элементов, может быть описана дифференциальным уравнением

$$a_0 v + a_1 \frac{dv}{dt} + \dots + a_N \frac{d^N v}{dt^N} = b_0 x + b_1 \frac{dx}{dt} + \dots + b_M \frac{d^M x}{dt^M}, \quad (1)$$

где коэффициенты  $a_0, a_1, \dots, a_N$  и  $b_0, b_1, \dots, b_M$  определяются схемой замещения измерительной схемы (ИС). Реакция схемы  $v(t)$  содержит две составляющие: свободную  $v_{св}(t)$ , которая характеризует переходный процесс, и принужденную  $v_{пр}(t)$  в установившемся режиме.

**Метод обобщенных параметров.** Существует большое число публикаций, посвященных разработке теории мостовых цепей с импульсным питанием [1]. Для возбуждения четырехплечей мостовой схемы используются импульсы напряжения, имеющие форму степенной функции времени:  $u(t) = U_m t^n / t_n^n$ , где  $U_m$  и  $t_n$  — амплитуда и длительность импульса. Измерители содержат  $N+1$  генераторов последовательностей импульсов напряжения с показателями степени  $n = 0, 1, \dots, N$ . Выходы генераторов поочередно подключают к диагонали питания моста. Из дифференциального уравнения (1) видно, что при воздействии на электрическую цепь импульса напряжения  $u(t)$  принужденная составляющая выходного сигнала представляет собой сумму импульсов напряжения, имеющих форму степенных функций с показателями степени от  $n$  до нуля:

$$u_{пр}(t) = U_n t^n / t_n^n + U_{n-1} t^{n-1} / t_n^{n-1} + \dots + U_1 t / t_n + U_0.$$

Значения амплитуд  $U_n, U_{n-1}, \dots, U_0$  содержат информацию о параметрах элементов схемы датчика. Уравновешивание схемы выполняется поэтапно, к мосту подключаются выходы генераторов импульсов постоянного, линейно изменяющегося, квадратичного и т.д. напряже-

ния. Если условия равновесия, достигнутые на предыдущих этапах, не нарушены, на очередном этапе сигнал разбаланси в измерительной диагонали моста после окончания переходного процесса имеет плоскую вершину. Мосты с импульсным питанием обладают свойством раздельного уравнивания.

Один из недостатков мостовых схем и алгоритмов преобразования параметров ДП связан с коммутацией питающих импульсов, так как ключи имеют конечные, т.е. ненулевые при замыкании и бесконечные при размыкании сопротивления, значения которых подвержены дрейфу. Пока на очередном этапе осуществляется уравнивание моста, условия равновесия, полученные на предыдущих этапах, нарушаются. Малейшее нарушение баланса моста на ранних этапах приводит к катастрофическим последствиям для уравнивания на последних этапах. Другой серьезный недостаток мостовых схем и алгоритмов преобразования заключается в том, что аналитические выражения для сигнала разбаланса, по которым оценивается возможность уравнивания мостовой цепи с данным объектом измерения и определяется диапазон измеряемых параметров, а также вычисляются искомые параметры ДП, имеют громоздкий вид (помимо того, для каждой конфигурации ДП объекта измерения используются свои формулы).

Первый недостаток можно устранить, используя для питания мостовой цепи единственный источник импульсов напряжения старшей степени без коммутации в цепи питания моста [2]. Для селекции импульсов, имеющих разные показатели степени, применяется  $n$ -каскадный дифференциатор. На выходе последнего,  $n$ -го, дифференцирующего каскада присутствует только сигнал старшей степени:  $u_{\text{диф } n}(t) = n!U_n/t_n^n$ . После его уравнивания на выходе предпоследнего,  $(n-1)$ -го, каскада дифференциатора остается сигнал, пропорциональный амплитуде импульса напряжения  $(n-1)$ -й степени:  $u_{\text{диф } n-1}(t) = (n-1)!U_{n-1}/t_n^{n-1}$  и т.д. Таким образом, с помощью многоканального нуль-индикатора можно контролировать состояние равновесия моста по всем составляющим выходного сигнала. Дифференциатор может быть выполнен на пассивных дифференцирующих RC-звеньях.

Для расширения функциональных возможностей и унификации алгоритмов преобразования в работе [3] предложено использовать „обобщенные параметры“ системной функции

$$F(p) = \frac{b_0 + b_1 p + \dots + b_M p^M}{a_0 + a_1 p + \dots + a_N p^N}, \quad (2)$$

которая соответствует дифференциальному уравнению (1).

При  $a_0 \neq 0$  и  $b_0 \neq 0$  в выражении (2) принужденная составляющая реакции ИС на воздействие  $x(t) = X_m t^n / t_n^n$  содержит сумму импульсов с показателями степени от  $n$  до нуля:

$$v_{\text{пр}}(t) = \left( n! X_m / t_n^n \right) \left( F_0 t^n / n! + F_1 t^{n-1} / (n-1)! + F_2 t^{n-2} / (n-2)! + \dots + F_{n-1} t + F_n \right).$$

Величины  $F_0, F_1, \dots, F_n$  являются обобщенными параметрами системной функции (2):

$$F_0 = \frac{b_0}{a_0}; F_1 = \frac{b_1 - F_0 a_1}{a_0}; F_2 = \frac{b_2 - F_0 a_2 - F_1 a_1}{a_0}; F_3 = \frac{b_3 - F_0 a_3 - F_1 a_2 - F_2 a_1}{a_0}. \quad (3)$$

**Свойства обобщенных параметров.** Физический смысл и размерность системной функции  $F(p)$  и обобщенных параметров зависят от размерности сигналов на входе и выходе измерительной схемы. При воздействии импульсами тока  $i_{\text{вх}}(t)$  и при реакции в виде импульсов напряжения  $u_{\text{вых}}(t)$  роль  $F(p)$  выполняет комплексное сопротивление двухполюсника  $Z(p)$ . Например, операторное изображение сопротивления двухполюсника (рис. 1) имеет вид

$$Z(p) = \frac{R_1 + R_2 + pR_1R_2(C_1 + C_2) + p^2(R_1 + R_2)L_1C_1 + p^3R_1R_2L_1C_1C_2}{1 + p(R_1C_1 + R_2C_2) + p^2(R_1 + R_2)L_1C_1 + p^3R_2L_1C_1C_2}.$$

Обобщенные параметры двухполюсника ( $Z$ -параметры) равны

$$Z_0 = R_1 + R_2; \quad Z_1 = -R_1^2 C_1 - R_2^2 C_2; \quad Z_2 = R_1^3 C_1^2 + R_2^3 C_2^2; \quad Z_3 = R_1^2 C_1^2 (L_1 - R_1^2 C_1) - R_2^4 C_2^3.$$

Параметр с нулевым индексом  $Z_0$  представляет собой сопротивление ДП на постоянном токе. Он определяет амплитуду составляющей выходного напряжения с таким же показателем степени, что и у входного сигнала. Параметр  $Z_0$  имеет положительный знак, остальные  $Z$ -параметры могут принимать и положительные и отрицательные значения.

При последовательном включении нескольких двухполюсников их  $Z$ -параметры с одинаковыми индексами суммируются, что позволяет упростить анализ сложных цепей. Так, схема ДП на рис. 1 представляет последовательное соединение двух секций:  $R1—C1—L1$  и  $R2—C2$ . Обобщенные параметры (3) проще найти из выражений для комплексных сопротивлений секций:

$$Z^*(p) = \frac{R_1 + pR_1L_1C_1}{1 + pR_1C_1 + p^2L_1C_1} \quad \text{и} \quad Z^{**}(p) = \frac{R_2}{1 + pR_2C_2}.$$

При воздействии на двухполюсник импульсов напряжения  $u_{\text{ДП}}(t)$  и использовании в качестве реакции импульсов тока  $i_{\text{ДП}}(t)$  системной функцией цепи является операторная проводимость двухполюсника  $Y(p)$ . Например, операторное изображение проводимости двухполюсника, приведенного на рис. 2, может быть описано

$$Y(p) = \frac{1 + p(R_1 + R_2)C_1 + p^2L_1C_1}{R_1 + p(L_1 + R_1R_2C_1) + p^2R_2L_1C_1}.$$

Обобщенные параметры проводимости равны

$$Y_0 = 1/R_1; \quad Y_1 = C_1 - L_1/R_1^2; \quad Y_2 = L_1^2/R_1^3 - R_2C_1^2; \quad Y_3 = R_2^2C_1^3 - L_1^3/R_1^4.$$

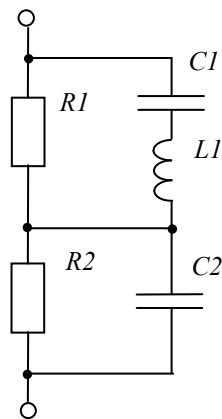


Рис. 1

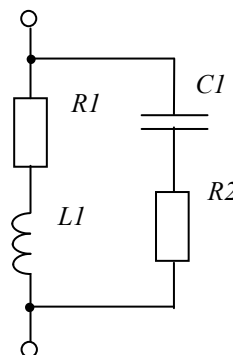


Рис. 2

Параметр  $Y_0$  представляет собой проводимость ДП на постоянном токе. Он определяет амплитуду составляющей тока ДП с таким же показателем степени, что и у входного напряжения. Параметр  $Y_0$  имеет положительный знак, остальные  $Y$ -параметры могут принимать и положительные и отрицательные значения. При параллельном включении нескольких двухполюсников их  $Y$ -параметры с одинаковыми индексами суммируются. Так, схема ДП (см. рис. 2) описывает параллельное соединение двух секций:  $R1—L1$  и  $R2—C1$ . Выражения для их комплексной проводимости имеют вид

$$Y^*(p) = \frac{1}{R_1 + pL_1} \quad \text{и} \quad Y^{**}(p) = \frac{pC_1}{1 + pR_2C_1}$$

соответственно.



**Взаимные преобразования Z- и Y-параметров двухполюсника.** В работе [3] найдены рекуррентные соотношения, позволяющие переходить от одной системы обобщенных параметров объекта измерений к другой. Так, если известны Z-параметры ДП, то можно определить Y-параметры:

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0}; \quad Y_1 = \frac{-Y_0 Z_1}{Z_0}; \quad Y_2 = \frac{-Y_0 Z_2 - Y_1 Z_1}{Z_0}; \quad \dots, \quad Y_k = -\sum_{m=0}^{k-1} \frac{Y_m Z_{k-m}}{Z_0}, \dots$$

Формулы для представления обобщенных параметров сопротивления через параметры проводимости имеют следующий вид:

$$Z_0 = \frac{1}{Y_0}; \quad Z_1 = \frac{-Z_0 Y_1}{Y_0}; \quad Z_2 = \frac{-Z_0 Y_2 - Z_1 Y_1}{Y_0}; \quad \dots - \sum_{m=0}^{k-1} \frac{Z_m Y_{k-m}}{Y_0}, \dots$$

Если и воздействие и реакция являются импульсами напряжения  $u_{вх}(t)$  и  $u_{вых}(t)$  соответственно, то  $F(p)$  — это передаточная функция  $H(p)$  цепи. Схема делителя, приведенная на рис. 3, содержит последовательно включенные образцовый резистор  $R_0$  и двухполюсник. Передаточная функция цепи может быть найдена по формуле делителя  $H(p) = Z(p) / (R_0 + Z(p))$ :

$$H(p) = \frac{R_1 + pR_1R_2C_1 + p^2R_1L_1C_1}{R_1 + R_0 + p[(R_1 + R_0)R_2 + R_1R_0]C_1 + p^2(R_1 + R_0)L_1C_1}$$

H-параметры делителя равны

$$H_0 = R_1 / (R_1 + R_0); \quad H_1 = -H_0^2 R_0 C_1; \quad H_2 = H_0^2 R_0 C_1^2 (R_2 + H_0 R_0);$$

$$H_3 = -H_0^2 R_0 C_1^2 [(R_2 + H_0 R_0)^2 C_1 - L_1].$$

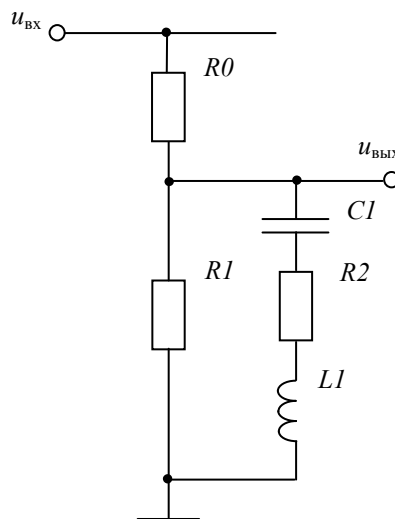


Рис. 3

Чтобы избежать громоздких процедур, можно воспользоваться формулами преобразования Z-параметров в H-параметры [3]:

$$H_0 = \frac{Z_0}{Z_0 + R_0}; \quad H_1 = \frac{(1 - H_0)Z_1}{Z_0 + R_0}; \quad \dots \quad H_k = \frac{Z_k}{Z_0 + R_0} - \sum_{m=0}^{k-1} \frac{H_m Z_{k-m}}{Z_0 + R_0}, \dots$$

Мостовая цепь содержит два делителя, возбуждаемых одним напряжением. Одна ветвь содержит образцовый резистор  $R_0$  и двухполюсник объекта измерения с комплексным сопротивлением  $Z(p)$ , другая — резистор  $R_0^*$  и двухполюсник  $Z^*(p)$  с регулируемыми параметрами. Необходимо уравновесить схему на всех составляющих выходного сигнала:  $H_0 = H_0^*$ ;  $H_1 = H_1^*$ ;  $H_2 = H_2^*$ ; ... В работе [4] показано, что с целью уравновешивания моста необязательно находить аналитические выражения для  $H(p)$  и  $H^*(p)$ . Достаточно обеспечить условия

$$R_0 Z_0^* = R_0^* Z_0; \quad R_0 Z_1^* = R_0^* Z_1; \quad R_0 Z_2^* = R_0^* Z_2; \dots$$

или

$$Y_0^* R_0^* = Y_0 R_0; \quad Y_1^* R_0^* = Y_1 R_0; \quad Y_2^* R_0^* = Y_2 R_0; \dots$$

**Частотно-независимые двухполюсники.** В частном случае при выполнении условий

$$b_1/b_0 = a_1/a_0; \quad b_2/b_0 = a_2/a_0; \quad b_3/b_0 = a_3/a_0; \dots$$

сопротивление  $Z(p)$  становится резистивным, т.е. частотно-независимым

$$Z(p) = Z_0.$$

У частотно-независимого двухполюсника (ЧНДП) все  $Z$ -параметры, кроме  $Z_0$ , равны нулю.

Для уравнивания сигналов, поступающих с выходов датчика, в вспомогательной цепи необходимо регулировать обобщенные параметры в диапазонах как положительных, так и отрицательных значений. Этим требованиям удовлетворяют ЧНДП, схему которых можно построить из двух последовательно или параллельно включенных двухполюсных цепей, одна из которых имеет резистивно-емкостный ( $RC$ ), а вторая — резистивно-индуктивный ( $RL$ ) характер. При последовательном соединении двухполюсников (рис. 4) складываются их  $Z$ -параметры с одинаковыми индексами, а при параллельном —  $Y$ -параметры. Схема ЧНДП на рис. 4 состоит из двух секций:  $R1-C1-R2-C2$  и  $R3-L1-R4-R5$ .  $Z$ -параметры ЧНДП равны

$$Z_0 = R_1 + R_3; \quad Z_1 = -R_1^2 C_1 + L_1; \quad Z_2 = R_1^2 C_1^2 (R_1 + R_2) - L_1^2 / R_4;$$

$$Z_3 = -R_1^2 C_1^2 \left[ (R_1 + R_2)^2 C_1 + R_2^2 C_2 \right] + L_1^2 (L_1 + L_2) / R_4^2.$$

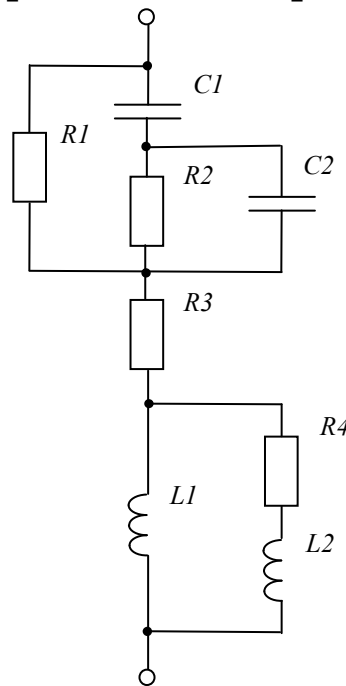


Рис. 4

Параметры регулируются в следующей очередности:

- 1)  $Z_0$  — резистором  $R1$  или  $R3$ ;
- 2)  $Z_1$  — конденсатором  $C1$  или катушкой индуктивности  $L1$ ;
- 3)  $Z_2$  — резистором  $R2$  или  $R4$ ;
- 4)  $Z_3$  — конденсатором  $C2$  или катушкой индуктивности  $L2$ .

Схема на рис. 5 содержит две параллельно соединенные секции. Их обобщенные  $Y$ -параметры с одинаковыми индексами суммируются:

$$Y_0 = 1/R_1 + 1/R_3; \quad Y_1 = C_1 - L_1/R_3^2; \quad Y_2 = -R_2C_1^2 + L_1^2(R_3 + R_4)/R_3^3R_4;$$

$$Y_3 = R_2^2C_1^2(C_1 + C_2) - L_1^2(L_1(R_3 + R_4)^2/R_3^2 + L_2)/R_3^2R_4^2.$$

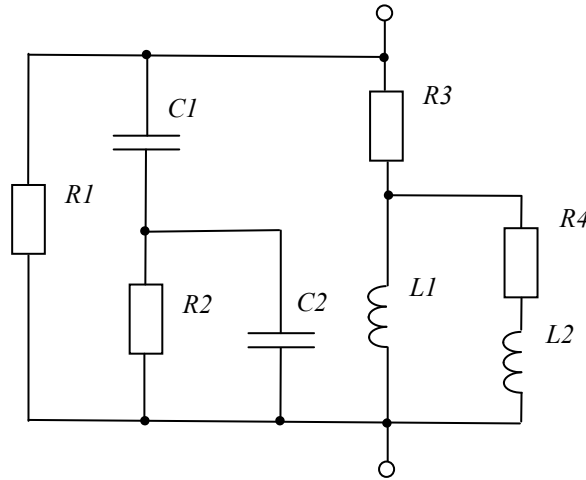


Рис. 5

Регулировка  $Y$ -параметров осуществляется в том же порядке и теми же элементами схемы, что и в предыдущем варианте ЧНДП. У частотно-независимого двухполюсника все  $Y$ -параметры, кроме  $Y_0$ , равны нулю. Рассмотренные свойства ЧНДП используются при разработке преобразователей параметров двухполюсных цепей.

Несколько вариантов устройств определения обобщенных параметров с уравниванием напряжений и токов двухполюсника объекта измерений (ДПОИ) и ЧНДП рассмотрены в работах [5—7]. На рис. 6 представлена традиционная схема мостовой цепи, в которой ДПОИ и ЧНДП включены в смежные плечи моста. В измерительной диагонали установлен многоканальный нуль-индикатор (НИ). Условия баланса имеют вид

$$Z_0^*R_0 = Z_0R_0^*; \quad Z_1^*R_0 = Z_1R_0^*; \quad Z_2^*R_0 = Z_2R_0^*; \dots,$$

если двухполюсники представлены  $Z$ -параметрами, или

$$Y_0^*R_0^* = Y_0R_0; \quad Y_1^*R_0^* = Y_1R_0; \quad Y_2^*R_0^* = Y_2R_0; \dots$$

в случае, когда используются  $Y$ -параметры двухполюсников.

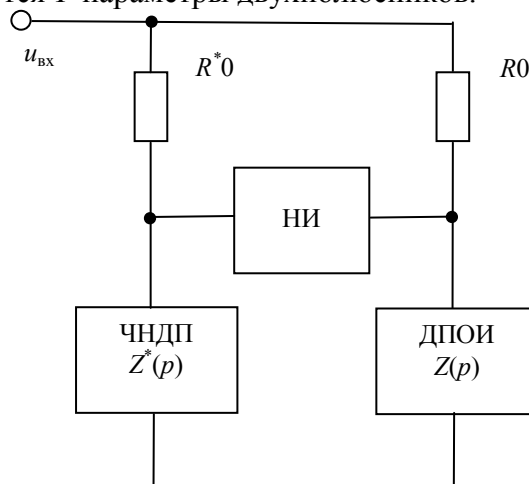


Рис. 6

На рис. 7 оба двухполюсника, которые представлены  $Z$ -параметрами, объединены в плечо моста последовательным включением. Остальные плечи моста представлены одиночными

резисторами. Регулированием резистора  $R_{03}$  или параметра ЧНДП  $Z^*_0$  уравнивают сигнал старшей степени:

$$(Z_0 + Z^*_0)R_{02} = R_{01}R_{03}.$$

По остальным составляющим выходного напряжения баланс моста достигается при условиях

$$Z_1 + Z^*_1 = 0; Z_2 + Z^*_2 = 0; Z_3 + Z^*_3 = 0; \dots$$

ДПОИ и ЧНДП в схеме на рис. 8 представлены  $Y$ -параметрами и включены параллельно. Регулированием резистора  $R_{03}$  или параметра ЧНДП  $Y^*_0$  на выходе мостовой цепи уравнивают сигнал старшей степени:

$$R_{01}R_{03}(Y_0 + Y^*_0) = R_{02}.$$

По остальным составляющим выходного напряжения моста баланс достигается при условиях

$$Y_1 + Y^*_1 = 0; Y_2 + Y^*_2 = 0; Y_3 + Y^*_3 = 0; \dots$$

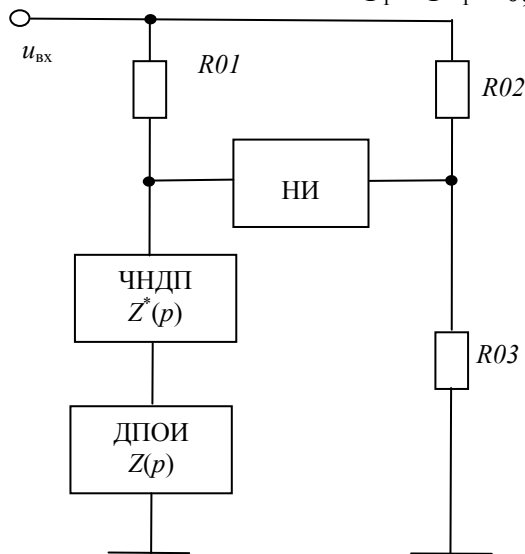


Рис. 7

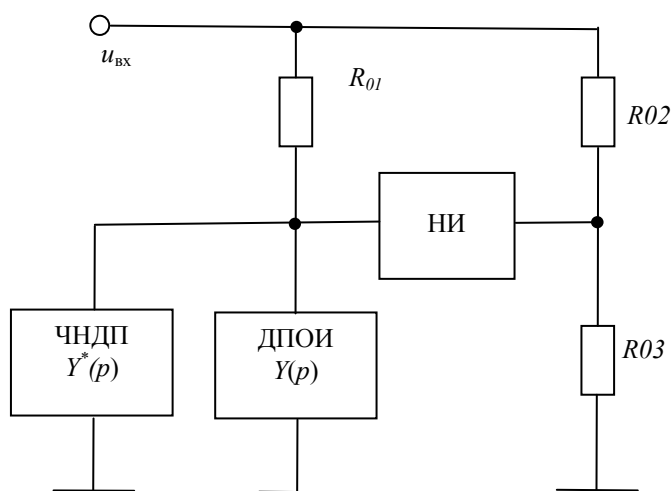


Рис. 8

Существенным недостатком мостовых схем, реализующих уравнивание напряжений, является наличие на входах дифференциального усилителя, включенного в измерительную диагональ, большого синфазного напряжения. Начиная с четвертого этапа уравнивания синфазная помеха становится соизмеримой с дифференциальным сигналом неравновесия, что приводит к погрешностям измерений.

От этого недостатка свободны устройства преобразования параметров ДП с уравниванием токов [7], одна из схем такого преобразователя приведена на рис. 9. На операционных усилителях  $OY1$  и  $OY2$  построен преобразователь разности токов в напряжение. При  $R_{01} = R_{02}$  напряжение на выходе  $OY2$  будет  $R_{03}(I_1 - I_2)$ ,  $I_1$  и  $I_2$  — входные токи  $OY1$  и  $OY2$ .

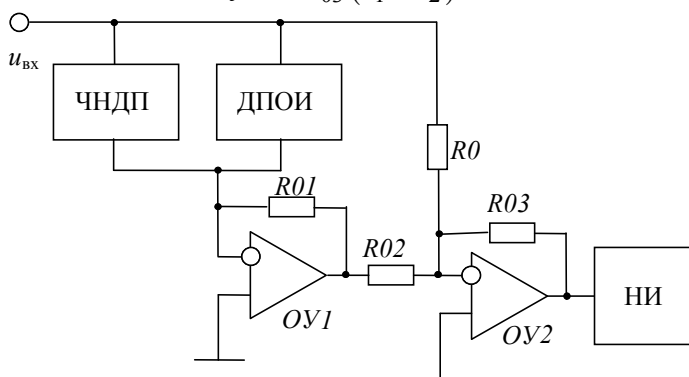


Рис. 9

Ток через резистор  $R_0$  уравнивает старшие составляющие токов параллельно включенных ЧНДП и ДПОИ:

$$Y_0^* + Y_0 = 1/R_0.$$

Остальные  $Y$ -параметры определяются условиями равновесия

$$Y_1^* + Y_1 = 0; \quad Y_2^* + Y_2 = 0; \quad Y_3^* + Y_3 = 0; \dots$$

Низкоомные входы ОУ создают для выходных сигналов двухполюсников режим короткого замыкания, синфазная помеха отсутствует.

**Заключение.** В настоящей работе предложен ряд алгоритмов параметрической идентификации многоэлементных RLC-двухполюсников, основанных на методе обобщенных параметров, который позволяет унифицировать математические модели объектов, имеющих схему замещения в виде многоэлементных пассивных двухполюсников, и расширить функциональные возможности преобразователей параметров многоэлементных датчиков.

Работа выполнена в рамках гранта Президента РФ для поддержки ведущих научных школ НШ-2357.2014.8.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Передельский Г. И.* Мостовые цепи с импульсным питанием. М.: Энергоатомиздат, 1988. 192 с.
2. Патент № 2144195 РФ. Мостовой измеритель параметров многоэлементных пассивных двухполюсников / *В. И. Иванов, Г. И. Передельский.* Опубл. 10.01.2000. Бюл. № 1.
3. *Иванов В. И., Титов В. С., Голубов Д. А.* Применение обобщенных параметров измерительной цепи для идентификации многоэлементных двухполюсников // Датчики и системы. 2010. № 8. С. 43—45.
4. *Иванов В. И., Титов В. С.* Эквивалентные преобразования обобщенных параметров двухполюсников при идентификации сложных измерительных цепей // Датчики и системы. 2012. № 5. С. 11—16.
5. *Иванов В. И.* Теория и применение обобщенных параметров RLC-двухполюсников: монография. Курск: Юго-Западный гос. ун-т, 2013. 136 с.
6. *Иванов В. И., Клюев А. Л.* Применение частотно-независимых цепей для определения обобщенных параметров многоэлементных RLC-двухполюсников // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. Т. 56, № 6. С. 81—86.
7. *Иванов В. И., Титов В. С., Голубов Д. А.* Преобразователь параметров многоэлементных двухполюсников с уравниванием токов // Изв. вузов. Приборостроение. 2012. Т. 55, № 2. С. 73—78.

#### Сведения об авторах

- Владимир Ильич Иванов** — канд. техн. наук, доцент; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск; E-mail: viva37@mail.ru
- Виталий Семенович Титов** — д-р техн. наук, профессор; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск; заведующий кафедрой; E-mail: titov-kstu@rambler.ru

Рекомендована Юго-Западным  
государственным университетом

Поступила в редакцию  
10.09.14 г.

В. И. ИВАНОВ

**МОДЕЛИ**  
**АЛГОРИТМОВ И УСТРОЙСТВ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ**  
**МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ RLC-ДАТЧИКОВ**  
**НА ОСНОВЕ ОБОБЩЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ДВУХПОЛЮСНИКОВ.**  
**ЧАСТЬ 2**

Представлены результаты исследований алгоритмов и устройств преобразования параметров многоэлементных двухполюсников с нулевым и бесконечным сопротивлением на постоянном токе. Рассмотрены преобразователи параметров RLC-двухполюсников с дифференцированием сигналов в измерительной схеме.

**Ключевые слова:** многоэлементный двухполюсник, степенной импульс, обобщенные параметры, преобразователь параметров.

**Введение.** Рассмотренные в первой части статьи алгоритмы идентификации пассивных датчиков, основанные на методе обобщенных параметров, разработаны для объектов с конечным (ненулевым и небесконечным) сопротивлением между полюсами на постоянном токе. Два способа воздействия на двухполюсники (ДП) — импульсами напряжения или импульсами тока, имеющего вид степенной функции, — равноценны и по аппаратной реализации, и по сложности аналитических выражений [1, 2]. Однако среди различных датчиков важное место занимают двухполюсники с коротким замыканием или обрывом цепи на постоянном токе между полюсами. Рассмотрим влияние конфигурации схемы ДП и вида тестового сигнала на аппаратные издержки измерительных устройств и сложность вычислительных процедур [3—5].

**Преобразование параметров ДП с нулевым сопротивлением на постоянном токе.**

Если в схеме замещения ДП присутствует индуктивный элемент, включенный между полюсами, он закорачивает внешние выводы для постоянного тока. В этом случае в знаменателе формулы комплексной проводимости  $Y(p)$  свободный член  $a_0$  равен нулю. А в числителе формулы комплексного сопротивления  $Z(p)$  нулю равен свободный член  $b_0$ . Рассмотрим особенности применения метода обобщенных параметров сопротивления и проводимости двухполюсника с коротким замыканием между полюсами при возбуждении его импульсами тока и напряжения на примере четырехэлементного двухполюсника (рис. 1). Операторное изображение сопротивления имеет вид

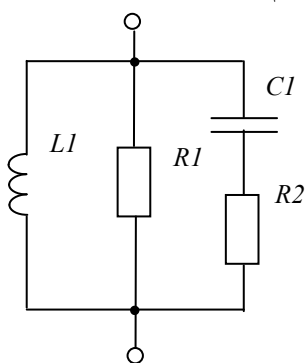


Рис. 1

$$Z(p) = \frac{pR_1L_1 + p^2R_1R_2L_1C_1}{R_1 + p(L_1 + R_1R_2C_1) + p^2(R_1 + R_2)L_1C_1}.$$

В числителе выражения для  $Z(p)$  отсутствует свободный член, поэтому  $Z_0 = 0$ . Следовательно, при возбуждении ДП импульсом тока  $i_{\text{ДП}}(t) = I_m t^n / t_{\text{и}}^n$  в реакции двухполюсника всегда будет отсутствовать составляющая напряжения  $n$ -й степени. Для определения  $N$  параметров ДП потребуется повысить степень импульса тока, по меньшей мере, до  $N$ -й. Например, для преобразования параметров рассматриваемого четырехэлементного ДП требуется импульс четвертой степени. Обобщенные  $Z$ -параметры ДП равны

$$Z_0 = 0; \quad Z_1 = L_1; \quad Z_2 = -L_1^2/R_1; \quad Z_3 = L_1^2(L_1 - R_1^2 C_1)/R_1^2;$$

$$Z_4 = (R_1 + R_2)L_1^2 C_1^2 - L_1^2(L_1 - R_1^2 C_1)^2/R_1^3.$$

Напряжение на двухполюснике содержит четыре составляющие импульса:

$$u_{\text{ДП}}(t) = 4Z_1 I_m t^3/t_n^4 + 12Z_2 I_m t^2/t_n^4 + 24Z_3 I_m t/t_n^4 + 24Z_4 I_m/t_n^4.$$

При возбуждении ДП импульсом напряжения в качестве системной функции объекта служит операторное изображение проводимости:

$$Y(p) = \frac{R_1 + p(L_1 + R_1 R_2 C_1) + p^2(R_1 + R_2)L_1 C_1}{pR_1 L_1 + p^2 R_1 R_2 L_1 C_1}.$$

В знаменателе этого выражения отсутствует свободный член, поэтому применение формул [1, 2] для определения  $Y$ -параметров невозможно. Вынесенный из выражения для  $Y(p)$  оператор  $p$  отнесем к выражению входного воздействия — импульса напряжения. Операторное изображение тока в двухполюснике от этого не изменится:

$$I_{\text{ДП}}(p) = U^*(p)Y^*(p) = \frac{n!U_m}{t_n^n p^{n+2}} \frac{R_1 + p(L_1 + R_1 R_2 C_1) + p^2(R_1 + R_2)L_1 C_1}{R_1 L_1 + pR_1 R_2 L_1 C_1}.$$

Здесь  $U^*(p)$  и  $Y^*(p)$  — модифицированные выражения для входного воздействия и проводимости двухполюсника:

$$U^*(p) = \frac{U(p)}{p}; \quad Y^*(p) = \frac{R_1 + p(L_1 + R_1 R_2 C_1) + p^2(R_1 + R_2)L_1 C_1}{R_1 L_1 + pR_1 R_2 L_1 C_1}.$$

Обобщенные параметры проводимости  $Y^*(p)$  равны

$$Y_{-1}^* = 1/L_1; \quad Y_0^* = 1/R_1; \quad Y_1^* = C_1; \quad Y_2^* = -R_2 C_1^2.$$

Оператор интегрирования  $1/p$  повышает показатель степени тестового сигнала, поэтому старшая степень импульса тока на единицу больше степени импульса напряжения. Так, для определения четырех  $Y$ -параметров достаточно импульсов напряжения второй степени  $u_{\text{ДП}}(t) = U_m t^2/t_n^2$ . Ток двухполюсника содержит четыре составляющие

$$i_{\text{ДП}}(t) = Y_{-1} U_m t^3/(3t_n^2) + Y_0 U_m t^2/t_n^2 + 2Y_1 U_m t/t_n^2 + 2Y_2 U_m/t_n^2.$$

Для унификации моделей ДП обозначения индексов  $Y$ -параметров сдвинуты на единицу в меньшую сторону, чтобы параметру  $Y_0$  соответствовала степень выходного импульса, совпадающая со степенью входного сигнала. Таким образом, при возбуждении „короткозамкнутого“ ДП импульсом напряжения процедура измерения обобщенных параметров и вычисления измеряемых величин упрощается.

**Преобразование параметров ДП с бесконечным сопротивлением на постоянном токе.** Если в схеме замещения ДП между полюсами присутствует емкостной элемент, он создает обрыв цепи для постоянного тока. В этом случае свободный член  $a_0$  в знаменателе формулы комплексного сопротивления равен нулю. Рассмотрим на примере четырехэлементного ДП (рис. 2) особенности применения метода обобщенных  $Y$ - и  $Z$ -параметров двухполюсника с бесконечным сопротивлением между полюсами на постоянном токе при возбуждении его импульсами напряжения или тока.

Если в качестве тестового сигнала используется импульс напряжения, следует обратить внимание на вид операторного изображения проводимости:

$$Y(p) = \frac{pR_2 C_1 + p^2 L_1 C_1}{R_2 + p(L_1 + R_1 R_2 C_1) + p^2(R_1 + R_2)L_1 C_1}.$$

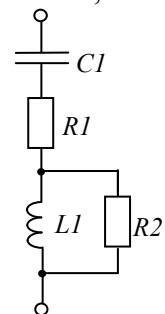


Рис. 2

Так как в числителе выражения  $Y(p)$  отсутствует свободный член, параметр  $Y_0$  тождественно равен нулю. При возбуждении ДП импульсом напряжения  $u_{\text{ДП}}(t) = U_m t^n / t_n^n$  в реакции двухполюсника будет отсутствовать составляющая тока  $n$ -й степени. Для определения  $N$  параметров ДП потребуется импульс тока, по меньшей мере,  $N$ -й степени. Например, для преобразования параметров четырехэлементного ДП (см. рис. 2) требуется импульс четвертой степени. Обобщенные  $Y$ -параметры ДП равны

$$Y_0 = 0; \quad Y_1 = C_1; \quad Y_2 = -R_1 C_1^2; \quad Y_3 = C_1^2 (R_1^2 C_1 - L_1); \\ Y_4 = C_1^2 (R_1 R_2 C_1 + L_1)^2 / R_2 - R_1^2 (R_1 + R_2) C_1^4.$$

Если для возбуждения ДП применяется импульс тока, следует учитывать особенности операторного изображения сопротивления ДП:

$$Z(p) = \frac{R_1 + p(L_1 + R_1 R_2 C_1) + p^2 (R_1 + R_2) L_1 C_1}{p R_1 L_1 + p^2 R_1 R_2 L_1 C_1}.$$

В знаменателе этого выражения отсутствует свободный член, поэтому следует применить модифицированные выражения для входного тока и операторного сопротивления. Вынесенный из выражения для  $Z(p)$  оператор  $p$  отнесем к выражению входного воздействия — импульса тока:

$$Z^*(p) = \frac{R_1 + p(L_1 + R_1 R_2 C_1) + p^2 (R_1 + R_2) L_1 C_1}{R_1 L_1 + p R_1 R_2 L_1 C_1}.$$

Обобщенные параметры сопротивления  $Z^*(p)$  равны

$$Z_{-1} = 1/C_1; \quad Z_0 = R_1; \quad Z_1 = L_1; \quad Z_2 = -L_1^2/R_2.$$

Двухполюсник с  $a_0 = 0$  обладает свойством интегратора, что повышает показатель степени тестового импульса. При воздействии на двухполюсник импульсом тока квадратичной формы напряжение содержит четыре составляющие импульса

$$u_{\text{ДП}}(t) = Z_{-1} I_m t^3 / (3t_n^2) + Z_0 I_m t^2 / t_n^2 + 2Z_1 I_m t / t_n^2 + 2Z_2 I_m / t_n^2.$$

Как видно, при измерении обобщенных параметров двухполюсников с разрывом цепи между полюсами приоритет следует отдать измерителям с возбуждением ДП импульсами тока.

**Преобразователи параметров ДП с дифференцированием сигналов.** Представляют интерес разработки преобразователей обобщенных параметров  $RLC$ -двухполюсников с применением операций дифференцирования сигналов на входе и выходе измерительной схемы [3, 5, 6]. Предлагаемый способ преобразования параметров ДП поясняется на примере четырехэлементного двухполюсника. Измерительная цепь на рис. 3 представляет собой делитель напряжения  $Z_0—Z(p)$ , составленный из последовательно включенных образцового, обычно одноэлементного, двухполюсника  $Z_0$  и ДП объекта измерения с комплексным сопротивлением  $Z(p)$ . Генератор импульсов напряжения (ГИН) формирует тестовые импульсы, имеющие форму кубической параболы:

$$u_{10}(t) = U_m t^3 / t_n^3. \quad (1)$$

Принужденная составляющая реакции ИС состоит из импульсов кубической, квадратичной, линейной и прямоугольной формы:



$$u_{20}(t) = H_0 U_m t^3 / t_n^3 + 3H_1 U_m t^2 / t_n^3 + 6H_2 U_m t / t_n^3 + 6H_3 U_m / t_n^3, \quad (2)$$

где  $H_0, H_1, H_2, H_3$  — обобщенные параметры передаточной функции делителя  $Z_0$ – $Z$ .

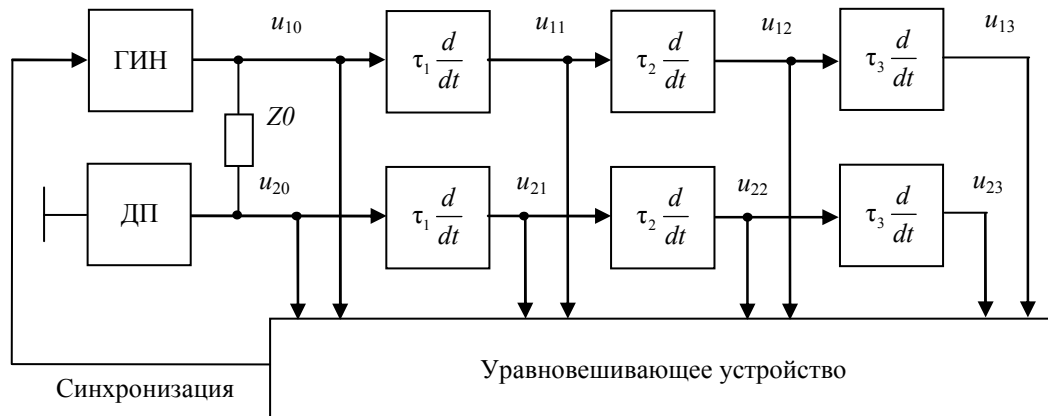


Рис. 3

Для реализации предлагаемого алгоритма преобразования необходимо, чтобы в знаменателе и числителе передаточной функции делителя присутствовали свободные члены  $a_0 \neq 0$  и  $b_0 \neq 0$ . С этой целью, если ДП имеет конечное (ненулевое и небесконечное) сопротивление для постоянного тока, в качестве образцового двухполюсника используют образцовый резистор  $R_0$ , при нулевом сопротивлении ДП — образцовую катушку индуктивности  $L_0$ , а если на постоянном токе ДП имеет бесконечное сопротивление — образцовый конденсатор  $C_0$ . Для определения обобщенных параметров четырехэлементного ДП применяется  $n$ -кратное дифференцирование питающих импульсов  $u_{10}(t)$  и сигнала  $u_{20}(t)$  с выхода ИС. Каждый канал дифференцирования состоит из  $n$  последовательно включенных идентичных дифференцирующих каскадов. Положим, что все дифференцирующие каскады в обоих каналах имеют идеальную передаточную функцию  $K(p) = pt$  с одинаковыми значениями постоянной времени  $\tau$ . Напряжение на выходах первого канала дифференцирования имеет форму квадратичного, линейного и прямоугольного импульсов соответственно:

$$u_{11}(t) = 3\tau U_m t^2 / t_n^3; \quad (3)$$

$$u_{12}(t) = 6\tau^2 U_m t / t_n^3; \quad (4)$$

$$u_{13}(t) = 6\tau^3 U_m / t_n^3. \quad (5)$$

Напряжения на выходах дифференцирующих каскадов второго канала соответственно равны

$$u_{21}(t) = 3\tau H_0 U_m t^2 / t_n^3 + 6\tau H_1 U_m t / t_n^3 + 6\tau H_2 U_m / t_n^3; \quad (6)$$

$$u_{22}(t) = 6\tau^2 H_0 U_m t / t_n^3 + 6\tau^2 H_1 U_m / t_n^3; \quad (7)$$

$$u_{23}(t) = 6\tau^3 H_0 U_m / t_n^3. \quad (8)$$

Из уравнений (1)–(8) можно определить обобщенные параметры ИС с включенным в нее двухполюсником:

$$H_0 = u_{23} / u_{13}; \quad (9)$$

$$H_1 = (u_{22} / u_{12} - u_{23} / u_{13}) \cdot t; \quad (10)$$

$$H_2 = (u_{21} / u_{11} - 2u_{22} / u_{12} + u_{23} / u_{13}) \cdot t^2 / 2; \quad (11)$$

$$H_3 = (u_{\text{мдп}} / u_{\text{имп}} - 3u_{21} / u_{11} + 3u_{22} / u_{12} - u_{23} / u_{13}) \cdot t^3 / 6. \quad (12)$$

Как видно, процедура определения обобщенных параметров  $H_0, H_1, H_2, H_3$  имеет универсальный характер и не привязана к конкретной модели пассивного многоэлементного

двухполюсника. Кроме того, в выражения (9)—(12) для обобщенных параметров не входит значение амплитуды питающих импульсов, следовательно, устраняются погрешности измерений, обусловленные ее нестабильностью.

Дифференцирующие каскады с передаточной функцией  $K(p) = p\tau$ , построенные на операционных усилителях, работают неустойчиво, и для стабилизации применяют частотную коррекцию ОУ в области высоких частот. Для этого во входную цепь ОУ включают корректирующий резистор с небольшим сопротивлением  $R_{\text{кор}} \ll R$ , или в цепь обратной связи включают корректирующий конденсатор небольшой емкости  $C_{\text{кор}} \ll C$ . Обозначим  $R_{\text{кор}} = mR$ ,  $C_{\text{кор}} = mC$  ( $m \ll 1$ ). В обоих случаях передаточная функция одного каскада дифференциатора имеет вид

$$K_1(p) = \frac{pRC}{1 + pmRC} = \frac{p\tau}{1 + pm\tau}, \quad (13)$$

где  $\tau = RC$  — постоянная времени дифференцирующего каскада.

Передаточные функции двух и трех последовательно включенных дифференциаторов перемножаются:

$$K_2(p) = \frac{(p\tau)^2}{(1 + pm\tau)^2} = \frac{p^2\tau^2}{1 + 2pm\tau + p^2m^2\tau^2}; \quad (14)$$

$$K_3(p) = \frac{(p\tau)^3}{(1 + pm\tau)^3} = \frac{p^3\tau^3}{1 + 3pm\tau + 3p^2m^2\tau^2 + p^3m^3\tau^3}. \quad (15)$$

Сигналы на выходах каскадов первого дифференциатора в момент времени  $t$  равны

$$u_{11}(t) = \frac{3\tau U_m (t^2 - 2m\tau t + 2m^2\tau^2)}{t_{\text{и}}^3}; \quad (16)$$

$$u_{12}(t) = \frac{6\tau^2 U_m (t - 2m\tau)}{t_{\text{и}}^3}; \quad (17)$$

$$u_{13}(t) = \frac{6\tau^3 U_m}{t_{\text{и}}^3}. \quad (18)$$

Сигналы на выходах каскадов второго дифференциатора после окончания переходного процесса в измерительной цепи равны

$$u_{21}(t) = \frac{3\tau H_0 U_m (t^2 - 2m\tau t + 2m^2\tau^2)}{t_{\text{и}}^3} + \frac{6\tau H_1 U_m (t - m\tau)}{t_{\text{и}}^3} + \frac{6\tau H_2 U_m}{t_{\text{и}}^3}; \quad (19)$$

$$u_{22}(t) = \frac{6\tau^2 H_0 U_m (t - 2m\tau)}{t_{\text{и}}^3} + \frac{6\tau^2 H_1 U_m}{t_{\text{и}}^3}; \quad (20)$$

$$u_{23}(t) = \frac{6\tau^3 H_0 U_m}{t_{\text{и}}^3}. \quad (21)$$

Из уравнений (16)—(21) можно определить обобщенные параметры ИС с включенным в нее двухполюсником:

$$H_0 = \frac{u_{23}}{u_{13}}; \quad (22)$$

$$H_1 = \left( \frac{u_{22}}{u_{12}} - \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) (t - 2m\tau); \quad (23)$$

$$H_2 = \left( \frac{u_{21}}{u_{11}} - 2 \frac{u_{22}}{u_{12}} + \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) \left( \frac{t^2}{2} - m\tau t + m^2 \tau^2 \right) + \left( \frac{u_{22}}{u_{12}} - \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) m\tau t; \quad (24)$$

$$H_3 = \left( \frac{u_2}{u_1} - 3 \frac{u_{21}}{u_{11}} + 3 \frac{u_{22}}{u_{12}} - \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) \frac{t^3}{6} + \left( \frac{u_{21}}{u_{11}} - 2 \frac{u_{22}}{u_{12}} + \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) (m\tau t^2 - m^2 \tau^2 t) + \left( \frac{u_{22}}{u_{12}} - \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) m^2 \tau^2 t. \quad (25)$$

Рассмотренный способ прямого преобразования обобщенных параметров пассивных двухполюсных цепей RC-, RL- и RLC-типа может найти применение при создании измерителей параметров многоэлементных двухполюсников с широкими функциональными возможностями и повышенным быстродействием.

Для упрощения аппаратуры вместо дифференцирующих каскадов на ОУ в устройствах прямого преобразования параметров ДП с дифференцированием сигналов можно использовать пассивные дифференцирующие RC-звенья [6]. При равных значениях постоянной времени  $\tau$  в каждой RC-цепи устанавливают разные емкости и сопротивления:  $C_2 = mC_1$ ;  $C_3 = mC_2$ ;  $R_2 = R_1/m$ ;  $R_3 = R_2/m$ , где  $m < 1$ . Обобщенные параметры делителя  $Z_0-Z(p)$ , в который включен ДП объекта измерения, равны

$$H_0 = \frac{u_{23}}{u_{13}};$$

$$H_1 = \left( \frac{u_{22}}{u_{12}} - \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) (t - 2(1+m)\tau);$$

$$H_2 = \left( \frac{u_{21}}{u_{11}} - 2 \frac{u_{22}}{u_{12}} + \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) \left( \frac{t^2}{2} - (1+m)\tau t + (1+m)^2 \tau^2 \right) + \left( \frac{u_{22}}{u_{12}} - \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) (1+m)\tau t;$$

$$H_3 = \left( \frac{u_{20}}{u_{10}} - 3 \frac{u_{21}}{u_{11}} + 3 \frac{u_{22}}{u_{12}} - \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) \frac{t^3}{6} + \left( \frac{u_{21}}{u_{11}} - 2 \frac{u_{22}}{u_{12}} + \frac{u_{23}}{u_{13}} \right) \left( (1+m)\tau t^2 - (1+m)^2 \tau^2 t \right).$$

**Заключение.** В настоящей работе предложен ряд алгоритмов и устройств параметрической идентификации многоэлементных RLC-двухполюсников с коротким замыканием и разрывом цепи между полюсами на постоянном токе, а также рассмотрено применение операции дифференцирования измерительных сигналов, позволяющих расширить функциональные возможности и повысить быстродействие измерительной аппаратуры.

Работа выполнена в рамках гранта Президента РФ для поддержки ведущих научных школ НШ-2357.2014.8.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванов В. И., Титов В. С., Голубов Д. А. Применение обобщенных параметров измерительной цепи для идентификации многоэлементных двухполюсников // Датчики и системы. 2010. № 8. С. 43—45.

2. *Иванов В. И., Титов В. С.* Эквивалентные преобразования обобщенных параметров двухполюсников при идентификации сложных измерительных цепей // Датчики и системы. 2012. № 5. С. 11—16.
3. *Иванов В. И.* Теория и применение обобщенных параметров *RLC*-двухполюсников. Курск: Юго-Западный гос. ун-т, 2013. 136 с.
4. *Иванов В. И., Титов В. С., Петров А. С.* Преобразователи параметров многоэлементных двухполюсников с коротким замыканием и разрывом цепи между полюсами на постоянном токе // Измерительная техника. 2014. № 3. С. 58—61. *Ivanov V. I., Titov V. S., Petrov A. S.* Converters of the parameters of multicomponent two-terminal networks with a dc short circuit and a break in the circuit between poles // Measurement Techniques. 2014. Vol. 57, N 3. P. 340—345.
5. *Иванов В. И., Титов В. С., Петров А. С.* Преобразователи параметров многоэлементных двухполюсников с дифференцированием сигналов // Измерительная техника. 2012. № 9. С. 51—54; *Ivanov V. I., Titov V. S., Petrov A. S.* Conversion of the parameters of multicomponent two-terminal networks with signal differentiation // Measurement Techniques. 2012. Vol. 55, N 9. P. 1071—1076 .
6. *Ivanov V. I., Titov V. S.* Direct Conversation of Generalized Parameters of Multicomponent Two-Terminal Networks Using Capacitive Differentiator *RC*-Chains // Published by Canadian Center of Science and Education. Mechanical Engineering Research. 2014. Vol. 4, N 1. P. 36—42.

**Сведения об авторе**

**Владимир Ильич Иванов**

— канд. техн. наук, доцент; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск; E-mail: viva37@mail.ru

Рекомендована Юго-Западным  
государственным университетом

Поступила в редакцию  
10.09.14 г.

Ш. Ю. ШИПУЛИН, М. Ф. ОБАДИ

**ОПТОЭЛЕКТРОННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ  
НА ОСНОВЕ ПОЛУКОЛЬЦЕВЫХ ФОТОРЕЗИСТОРОВ  
ДЛЯ КОНТРОЛЯ УГЛА ПОВОРОТА ФЛЮГЕРА**

Рассмотрена измерительная схема оптоэлектронного преобразователя флюгерной системы. Используются полукольцевые фоторезисторы для контроля направления горизонтального ветра. Приведены физическая и математическая модели оптоэлектронного преобразователя.

**Ключевые слова:** оптоэлектронный преобразователь, фоторезистор, микропроцессорная измерительная схема.

Преобразователи угла поворота флюгеров широко применяются для контроля направления горизонтального ветра в метеорологии, а также с целью обеспечения безопасности различных строительных конструкций и техногенных объектов.

Большинство преобразователей угла поворота флюгеров на основе электромагнитных элементов [1], реостатных преобразователей с подвижными контактами [2] и др. имеют невысокую надежность из-за скользящих контактов и сложную конструкцию с измерительной схемой.

Качество преобразователей углов поворота флюгера можно существенно повысить, разрабатывая их на основе полукольцевых фоторезисторных элементов. Авторами предложена новая конструкция [3] оптоэлектронного преобразователя углов поворота флюгера в декартовых координатах в диапазоне  $0\text{--}360^\circ$  (рис. 1), в которой стержень поворота 2 флюгера 1 помещен в неподвижный кольцеобразный источник излучения 3, расположенный между неподвижными верхними ( $\text{ФР}_1$  и  $\text{ФР}_2$ ) и нижними ( $\text{ФР}_3$  и  $\text{ФР}_4$ ) полукольцевыми фоторезисторами, соединенными в кольцо. Эти фоторезисторы смещены друг относительно друга на  $90^\circ$ , между источником 3 и приемниками излучения расположены одинаковые полудисковые оптические экраны  $\text{ОЭ}_1$  и  $\text{ОЭ}_2$ , жестко закрепленные на стержне флюгера 2.

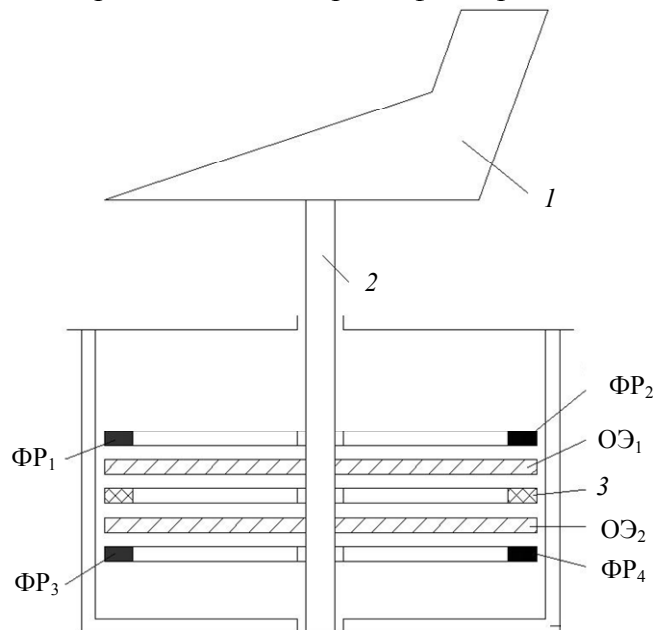


Рис. 1

На рис. 2 приведена физическая модель полукольцевых фоторезисторов  $\Phi P_1$  и  $\Phi P_2$  с оптическим полудисковым экраном  $OЭ_1$ , при этом равномерно распределенный источник излучения освещает плоскость чертежа. Обозначим темновые сопротивления  $\Phi P_1$  и  $\Phi P_2$  через  $\Phi P_{1T}$  и  $\Phi P_{2T}$ , а световые сопротивления — через  $\Phi P_{1c}$   $\Phi P_{2c}$ . Введем значение темнового сопротивления  $r_T$  на единицу угла поворота, считая, что

$$R_{\Phi P_{1T}} = R_{\Phi P_{2T}} = R_{\Phi P_T}, \tag{1}$$

$$r_T = \frac{R_{\Phi P_T}}{180}. \tag{2}$$

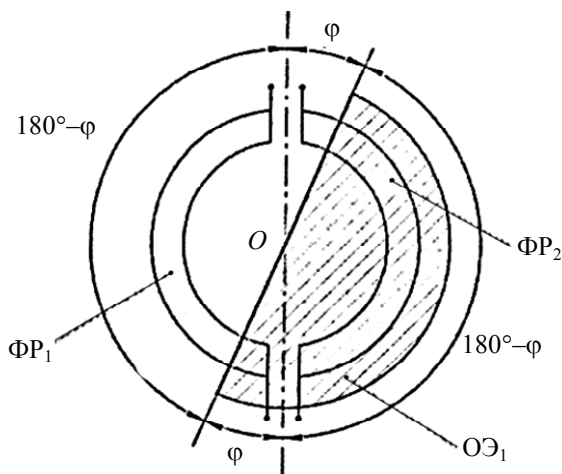


Рис. 2

Аналогично считаем, что значение светового сопротивления  $r_c$  на единицу угла поворота равно

$$R_{\Phi P_{1c}} = R_{\Phi P_{2c}} = R_{\Phi P_c}, \tag{3}$$

$$r_c = \frac{R_{\Phi P_c}}{180}. \tag{4}$$

При повороте оптического экрана  $OЭ_1$  (рис. 2) на угол  $\varphi$  по часовой стрелке суммарное сопротивление фоторезистора будет равно

$$R_{\Phi P_1}(\varphi) = r_T \varphi + r_c (180 - \varphi) = \varphi(r_T - r_c) + r_c 180. \tag{5}$$

При повороте на угол  $\varphi$  оптического экрана  $OЭ_1$

$$R_{\Phi P_2}(\varphi) = r_c \varphi + r_T (180 - \varphi). \tag{6}$$

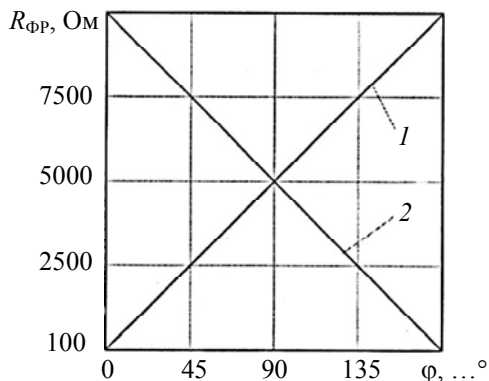


Рис. 3

На рис. 3 (1 —  $\Phi P_1$ , 2 —  $\Phi P_2$ ; поворот оптического экрана  $OЭ_1$  на угол  $\varphi$  по часовой стрелке) представлено изменение сопротивлений фоторезисторов при следующих исходных данных:  $R_{\Phi P_1}=10\,000$ ;  $R_{\Phi P_2}=100$  Ом;  $r_c=0,55$ ;  $r_T=55,55$  Ом/град. Анализ графиков показывает, что при одинаковых структурах и геометрических размерах сопротивление полукольцевых фоторезисторов  $R_{\Phi P_1}$  и  $R_{\Phi P_2}$  изменяется линейно при углах поворота экрана  $OЭ_1$   $0-180^\circ$ , при этом  $R_{\Phi P_1}$  изменяется с 100 до 10 000 Ом, а  $R_{\Phi P_2}$  — с 0,1 до 100 МОм.

На рис. 4 приведена измерительная схема оптоэлектронного преобразователя угла поворота флюгера ( $R_{\Phi P_1}-R_{\Phi P_4}$  — сопротивления полукольцевых фоторезисторов, сдвинутых относительно друг друга на  $90^\circ$ ;  $R_5-R_8$  — сопротивления плечей мостов;  $ЭУ_1$   $ЭУ_2$  — электронные усилители;

АЦП<sub>1</sub> АЦП<sub>2</sub> — аналого-цифровые преобразователи; МП — микропроцессор; УОИ — устройство (экран) для отображения величины и направления угла поворота флюгера;  $U_1, U_2$  — напряжения питания мостов;  $U_3$  и  $U_4$  — выходные напряжения мостов). Четыре полукольцевых фоторезистора включены попарно в плечи двух мостовых схем (рис. 4), выходы которых через ЭУ<sub>1</sub> и ЭУ<sub>2</sub> и АЦП<sub>1</sub> и АЦП<sub>2</sub> подключены к МП и УОИ [3].

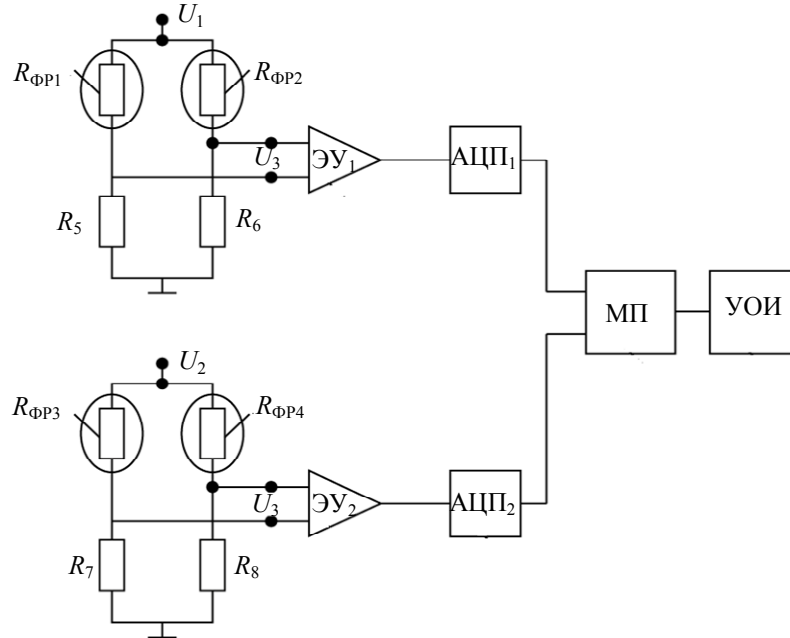


Рис. 4

Выходные напряжения мостовых схем (рис. 4) определяются из следующих выражений:

$$U_3 = U_1 \frac{R_{\text{ФР}1} R_6 - R_{\text{ФР}2} R_5}{(R_{\text{ФР}1} + R_{\text{ФР}2})(R_5 + R_6)}, \quad (7)$$

$$U_4 = U_2 \frac{R_{\text{ФР}3} R_8 - R_{\text{ФР}4} R_7}{(R_{\text{ФР}3} + R_{\text{ФР}4})(R_7 + R_8)}, \quad (8)$$

Выходное напряжение первой мостовой схемы (см. рис. 4), согласно (7),  $U_3=0$  (т.е. имеет минимальное значение), так как  $R_{\text{ФР}1}=R_{\text{ФР}2}$ , выходное напряжение второй мостовой схемы имеет максимальные значения  $U_4=U_{4\text{max}}$ , поскольку  $R_{\text{ФР}3}$  полностью освещен (100 Ом), а  $R_{\text{ФР}4}$  полностью затемнен (10 000 Ом). Так как плоскости расположения  $\text{ФР}_1$  и  $\text{ФР}_2$ , а также  $\text{ФР}_3$  и  $\text{ФР}_4$  сдвинуты на  $90^\circ$ , а  $\text{ОЭ}_1$  и  $\text{ОЭ}_2$  установлены одинаковым образом в параллельных плоскостях (между кольцевым источником излучения 3, см. рис. 1, и соответственно парами  $\text{ФР}_1, \text{ФР}_2, \text{ФР}_3, \text{ФР}_4$ ), при повороте флюгера  $I$  с оптическими экранами  $\text{ОЭ}_1$  и  $\text{ОЭ}_2$  на угол  $\varphi$  из-за изменения сопротивлений фоторезисторов  $\text{ФР}_1$ — $\text{ФР}_4$  изменяются выходные напряжения мостовых схем  $U_3$  и  $U_4$ , которые при  $\varphi=0$ — $360^\circ$  неоднократно переходят через нулевые значения и изменяют свои знаки. Изменения напряжения  $U_3$  и  $U_4$  можно отобразить в двухкоординатной системе на экране УОИ (см. таблицу). Параметры угла поворота флюгера определяются как

$$\varphi = \arctg \frac{U_3}{U_4}, \quad (9)$$

$$OA = \sqrt{U_3^2 + U_4^2}. \quad (10)$$

$\varphi, \dots^\circ$	$U_3, \text{В}$	$U_4, \text{В}$	Направление в двухкоординатной системе на экране
0	0	$U_{4 \max}$	
90	$U_{3 \max}$	0	
180	0	$-U_{4 \max}$	
270	$-U_{3 \max}$	0	

В заключение отметим, что полукольцевые фоторезисторы могут быть изготовлены на основе полупроводникового материала CdSe, нанесенного путем термического испарения в вакууме на прозрачную кольцеобразную подложку, а в качестве электродов можно использовать индий или алюминий, при этом диаметр полукольца может составлять 20 мм, а ширина электродов 2 мм. Кольцевой источник излучения должен иметь большую яркость. Разработанный оптоэлектронный преобразователь имеет диапазон  $360^\circ$  и погрешность угла поворота флюгера не превышает 0,5 %.

Работа выполнена в рамках гранта Президента РФ для поддержки ведущих научных школ (НШ-2357.2014.8).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Слесинок В. П. Прибор контроля направления и скорости ветра. Патент RUN210756 CIG01 W1/02. Оpubл. 10.01.1998.
2. Брагин В. Е., Кудрявцев Л. С., Левашкин В. Е. Устройство для определения направления и скорости ветра. Патент RUN2073872 CIG01 P5.06. Оpubл. 20.02.1997.
3. Азимов Р. К., Шипулин Ю. Г., Райимжонова О. С. Устройство для измерения скорости и определения направления горизонтального ветра. Патент UZI AP 04754. Оpubл. 30.09.2013.

#### Сведения об авторах

**Шухрат Юрьевич Шипулин**

— соискатель; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск; E-mail: sshukhrat@yahoo.com

**Мехдар Фадль Ахмед Обади**

— аспирант; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск; E-mail: mehdar@mail.ru

Рекомендована Юго-Западным  
государственным университетом

Поступила в редакцию  
10.09.14 г.



Е. Б. БОЛЕЦКИЙ, В. В. ВАКУН, М. И. ТРУФАНОВ

## БИНОКУЛЯРНОЕ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОЕ УСТРОЙСТВО С ИЗМЕНЯЕМЫМ ФОКУСНЫМ РАССТОЯНИЕМ

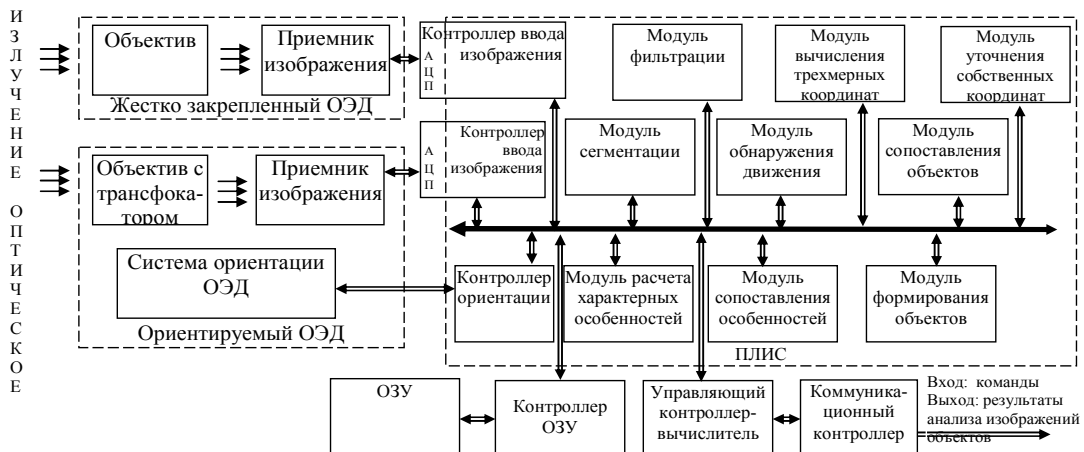
Разработано биноклярное оптико-электронное устройство для вычисления трехмерных координат объектов рабочей сцены. Отличительная особенность устройства — использование оптико-электронных датчиков с изменяемым фокусным расстоянием — позволяет повысить точность анализа изображений.

**Ключевые слова:** биноклярное оптико-электронное устройство, техническое зрение, пространственные координаты, траектория движения.

Задача создания пространственного сенсора робототехнических устройств и систем посредством автоматического построения трехмерной рабочей сцены по поступающим с оптико-электронных датчиков двумерным изображениям является весьма востребованной для многих областей науки и промышленности.

Очевидным путем повышения точности измерения параметров объектов рабочей сцены является использование длиннофокусных оптических систем (ОС) или ОС с изменяемым фокусным расстоянием. Однако при использовании двух идентичных длиннофокусных оптико-электронных датчиков (ОЭД) со сходными параметрами обзор недостаточно широк и слишком мала область, в которой получаемые кадры перекрываются, формируя трехмерное изображение.

У предлагаемого в настоящей работе устройства фокусное расстояние одного ОЭД может быть изменено для работы на ближних и дальних дистанциях. Структурно-функциональная схема биноклярного оптико-электронного устройства с переменным фокусным расстоянием для трехмерного „очувствления“ представлена на рисунке.



Устройство содержит группу отдельных модулей, выполняющих операции согласно разработанным алгоритмам, взаимодействие модулей осуществляется через системную шину. Большинство модулей реализовано в программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС). Общее управление функционированием устройства обеспечивает контроллер-вычислитель. За исключением модулей контроллера-вычислителя, ОЗУ и оптико-электронных датчиков, все модули реализованы в ПЛИС. Контроллеры ввода изображения содержат аналого-цифровые преобразователи (АЦП), которые являются отдельными элементами и также не входят в состав ПЛИС. Отличительная особенность устройства — использование модулей

предварительной оценки глубины объектов рабочей сцены, выбора приоритетных анализируемых объектов, вычисления трехмерных координат объектов по стереопаре изображений, поступающих от оптико-электронных датчиков с различными параметрами, сопровождения объектов, уточнения собственного пространственного положения, калибровки и связей между ними.

Устройство работает в двух режимах — основном, в котором оно выполняет функции измерения трехмерных координат объектов и идентификации объектов, и в режиме калибровки, в котором минимизируются погрешности, возникающие с течением времени. Общим процессом для обоих режимов является получение изображения. Оптическое излучение фокусируется объективами на соответствующие приемники изображения, которые преобразуют излучение в электрический сигнал яркости каждого пиксела, который передается на вход контроллеров ввода изображений для аналого-цифрового преобразования. Затем кадры изображения поступают на входы системной шины и записываются в ОЗУ. Первый и второй контроллеры ввода изображения могут быть реализованы, например, по схеме, представленной в работе [1].

Модуль фильтрации считывает изображения из ОЗУ, уменьшает в режиме обработки скользящим окном [2] влияние на них случайных помех и записывает исправленные изображения в ОЗУ. В результате в ОЗУ формируются два кадра изображения (с первого и второго приемников) с пониженным уровнем шума и систематических искажений.

В основном режиме функционирования устройства модуль сегментации осуществляет декомпозицию изображения согласно способу [3] на отдельные области по цветоконтрастным характеристикам. Одновременно с этим модуль расчета характерных особенностей выделяет на разных кадрах изображений, записанных после в ОЗУ, так называемые характерные особенности [4, 5], которые представляют собой уникальные в локальной области объекты (точечные, линейные, площадные), используемые для сопоставления одних и тех же объектов на разных кадрах. Параметры характерных особенностей записываются также в ОЗУ.

Модуль сопоставления особенностей выявляет пары характерных особенностей на разных кадрах и „привязывает“ для последующего расчета трехмерных координат по диспаратности двумерных координат особенностей [2].

Из ОЗУ совокупность параметров сегментов и параметров сопоставленных особенностей считывает модуль формирования объектов, принимающий решение о принадлежности выделенных сегментов одному или разным объектам. Результаты обработки модуль формирования объектов записывает в параметры (набор характерных особенностей, сегментов и двумерных координат на каждом кадре) объектов, по которым модуль вычисления трехмерных координат объектов определяет пространственное положение характерных особенностей и границ объектов. Далее модуль расчета трехмерных координат записывает координаты объектов в ОЗУ. Таким образом, ОЗУ получает описания трехмерных объектов, найденных на рабочей сцене.

В зависимости от конечной цели функционирования устройства описания найденных трехмерных объектов могут быть переданы в модуль сопоставления объектов, позволяющий сравнить текущий и найденный ранее объекты. В первом случае параметры всех объектов, найденных на предыдущих кадрах, считываются из ОЗУ модулем сопоставления объектов, который на основе координат анализируемого и найденных на предыдущих кадрах объектов по близости параметров и близости координат вычисляет наиболее похожий объект предыдущего кадра (как правило, смещение объектов от кадра к кадру незначительно, что позволяет в качестве основного критерия использовать близость координат), в результате в ОЗУ сохраняется траектория движения каждого объекта рабочей сцены. Траектории могут быть использованы для распознавания объектов или для передачи на дальнейшую обработку. Передаваемые на обработку траектории из ОЗУ поступают на коммуникационный контроллер.

Процессом функционирования всего устройства и синхронизацией отдельных модулей управляет вычислитель на базе сигнального процессора. При необходимости получения увеличенного изображения анализируемого объекта вычислитель подает команду на контроллер ориентации для изменения фокусного расстояния и ориентации второго ОЭД. После получения увеличенного изображения объекта второй ОЭД возвращается в исходное состояние.

Модуль уточнения собственных координат (за начало системы координат принято положение центральной точки плоскости изображения первого приемника изображения) решает обратную задачу трехмерного восприятия — находит собственные трехмерные координаты по множеству трехмерных координат известных объектов рабочей сцены. Для этого модуль уточнения собственных координат считывает трехмерные координаты множества неподвижных объектов и уточняет (вычисляет) координаты.

Коммуникационный контроллер обеспечивает прием команд и передачу данных об объектах.

Для устранения погрешностей, возникающих вследствие изменения фокусного расстояния и ориентации видеодатчика, введен режим калибровки. В этом режиме согласно методу [6] биноклярная система приводится в такое состояние, при котором главные оптические оси указанных оптико-электронных датчиков взаимно параллельны, а фокусные расстояния равны. Отметим, что фокусное расстояние первого (жестко закрепленного) ОЭД не изменяется, а второго (ориентированного) изменяется (диапазон изменения фокусного расстояния второго ОЭД включает фокусное расстояние первого ОЭД).

Калибровка осуществляется только при неподвижном положении робота, на котором установлено рассматриваемое оптико-электронное устройство по неподвижному объекту.

При работе модуля выбора калибровочного объекта используются следующие критерии: неподвижность объекта, достаточная удаленность, наличие четко выраженных характерных особенностей (граней, углов, точек). Для этого последовательно считываются из ОЗУ изображения и параметры всех объектов рабочей сцены, на основе указанных критериев вычисляются значения функции, определяющие объект, который будет использоваться в качестве калибровочного. Далее на основе анализа изображения калибровочного объекта вычисляются параметры положения второго ОЭД и передаются в вычислитель, который дает команду контроллеру ориентации на приведение вычисленных параметров и фокусного расстояния к заданным значениям. После калибровки устройство переходит в основной режим работы, рассмотренный выше.

Проведенные экспериментальные исследования показали, что разработанное биноклярное ОЭУ качественно отличается от аналогов возможностью решения широкого спектра задач трехмерного зрения, дополнительными функциями получения детализированных изображений объектов для их последующего использования; количественно — снижением погрешности вычисления координат не менее чем в 3,2 раза при обеспечении реального времени обработки.

Работа выполнена в рамках гранта Президента РФ для поддержки ведущих научных школ (НШ-2357.2014.8) и гранта РФФИ № 15-07-01303.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Патент № 2295153 РФ. Корректирующее устройство ввода изображения в ЭВМ / М. И. Труфанов, Д. В. Титов. Заявл. 4.07.2005; опубл. 10.03.2007. Бюл. № 7. 6 с.
2. Гридин В. Н., Титов В. С., Труфанов М. И. Адаптивные системы технического зрения. М.: Наука, 2009. 441 с.
3. Патент № 2365998 РФ. Способ формирования панорамных изображений / Е. И. Бугаенко, М. И. Труфанов, П. А. Сорокин. Заявл. 18.12.2006; опубл. 27.08.09. Бюл. № 24. 14 с.

4. *Lowe D. G.* Object recognition from local scale-invariant features // Proc. of the 7th Intern. Conf. on Computer Vision. Kerkyra, Greece, 1999. P. 1150—1157.
5. *Lindeberg T.* Feature Detection with Automatic Scale Selection // Intern. J. of Computer Vision. 1998. Vol. 30, N 2. P. 79—116.
6. Патент № 2250498 РФ. Способ автоматической адаптивной трехмерной калибровки бинокулярной системы технического зрения и устройство для его реализации / *С. В. Дегтярев, В. С. Тутов, М. И. Труфанов.* Заявл. 25.02.2003; опубл. 20.04.2005. Бюл. № 11. 15 с.

**Сведения об авторах**

- Евгений Борисович Болецкий** — аспирант; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск; E-mail: focus\_2002@mail.ru
- Валерий Валерьевич Вакун** — аспирант; Юго-Западный государственный университет, кафедра вычислительной техники, Курск; E-mail: tarrkstu@yandex.ru
- Максим Игоревич Труфанов** — канд. техн. наук, доцент; Центр информационных технологий в проектировании Российской академии наук, г. Одинцово; заведующий лабораторией; E-mail: mtruphanov@hotmail.com

Рекомендована Юго-Западным  
государственным университетом

Поступила в редакцию  
10.09.14 г.

# SUMMARY

**P. 87—93.**

## **THEORETICAL SUBSTANTIATION OF THE WAVELET BASIS CHOICE IN THE PROBLEM OF NOISED SIGNAL COMPRESSION**

A generalized procedure of selection of a wavelet basis from the basis library is proposed to be used in solving the problem of digital processing of signals and images of different classes.

**Keywords:** wavelet transform, wavelet basis, basis library, wavelet coefficients.

### *Data on authors*

- Yury S. Bekhtin* — Dr. Techn. Sci., Professor; Ryazan State Radio Engineering University, Department of Automatics and Information Technologies in Administration; E-mail: yuri.bekhtin@yandex.ru
- Dmitry V. Titov* — Cand. Techn. Sci.; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; Senior Lecturer; E-mail: amazing2004@inbox.ru

**P. 94—98.**

## **SYNTHESIS OF AN ALGORITHM OF CODING SYSTEM TRANSFORMATION IN FLEXIBLE INTERFACE**

An algorithm affording effective compatibility of different systems of telemedicine data coding is designed. The algorithm versatility allows for its application to various problems.

**Keywords:** flexible intellectual interface, transformation algorithm, coding.

### *Data on authors*

- Yury P. Mukha* — Dr. Techn. Sci., Professor; Volgograd State Technical University, Department of Computer Engineering; E-mail: muxaup@mail.ru
- Irina Yu. Koroleva* — Cand. Techn. Sci.; Volgograd State Technical University Department of Computer Engineering; E-mail: artmd64@rambler.ru
- Artem D. Korolev* — Post-Graduate Student; Volgograd State Technical University, Department of Computer Engineering; E-mail: artmd64@rambler.ru
- Tamara A. Shirabakina* — Cand. Techn. Sci., Professor; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; E-mail: tas\_06@mail.ru

**P. 99—103.**

## **A METHOD FOR REPRESENTATION OF MAP TOPOLOGY INFORMATION IN SPATIAL OBJECT IDENTIFIER STRUCTURE**

A method of coding of topological relations between spatial objects is developed. Creation of objects IDs containing the relations with the hierarchical structure of linear and polygonal elements is considered. The developed method is shown to be applicable to space-related objects processing.

**Keywords:** topological relations, spatial object ID, spatial object hierarchy.

*Data on authors*

- Sergey V. Ereemeev* — Cand. Techn. Sci.; A.G. and N.G. Stoletov Vladimir State University, Murom Institute named after V. K. Zvorykin, Department of Information Systems; E-mail: sv-eremeev@yandex.ru
- Dmitry E. Andrianov* — Dr. Techn. Sci.; A. G. and N. G. Stoletov Vladimir State University, Murom Institute named after V. K. Zvorykin, Department of Information Systems; Head of the Department; E-mail: AndrianovDE@inbox.ru
- Dmitry V. Titov* — Cand. Techn. Sci.; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; Senior Lecturer; E-mail: amazing2004@inbox.ru

**P. 104—108.****A METHOD OF CYCLES PARALLELIZATION WITH COUNTER**

A method of parallelization of cycles with a counter inside the sequential programs is developed. The parallel calculation is achieved by determination of operators and cycle iterations which may be executed simultaneously by different processors.

**Keywords:** method, parallelization, cycle, program, multi-processor system, operator.

*Data on authors*

- Pavel Yu. Tkachev* — Post-Graduate Student; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; E-mail: amdathlon64@yandex.ru
- Dmitry B. Borzov* — Cand. Techn. Sci.; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; E-mail: borzovdb@kursknet.ru

**P. 109—114.****ERROR CORRECTION PROCEDURES FOR CONSUMER OPTICAL STORAGE**

New procedures for error correction in DVD data are presented. A high efficiency of presented procedures for random errors is demonstrated with imitation modeling.

**Keywords:** DVD, Reed-Solomon product code, decoding.

*Data on authors*

- Sergey I. Egorov* — Dr. Techn. Sci., Professor; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; E-mail: sie58@mail.ru
- Alexey V. Krivonos* — Post-Graduate Student; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk
- Anton O. Sazonov* — Student; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk
- Dmitry V. Tsvelik* — Post-Graduate Student; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk

**P. 115—122.****SUPERIORITY AREAS ANALYSIS OF SEQUENTIAL HEURISTIC METHODS FOR GETTING SEPARATIONS DURING LOGICAL MULTICONTROLLES DESIGN**

Areas of application of Methods of parallel algorithm partition synthesis are considered. Applications of the methods to logical control systems design in the basis of logical multicontrollers are studied.

**Keywords:** logical control system, logical multicontrollers design, algorithm partition, parallel algorithm graph-scheme, heuristic methods, discrete combinatorial optimization, BOINC.

*Data on authors*

- Eduard I. Vatutin* — Cand. Techn.; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; E-mail: evatutin@rambler.ru
- Vitaly S. Titov* — Dr. Techn. Sci., Professor; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; Head of the Department; E-mail: titov-kstu@rambler.ru

P. 123—127.

### A SYSTEM OF METALLURGICAL PRODUCTION QUALITY PREDICTION

A system for prediction of agglomerate quality using a retrospective database and data processing in artificial neural network is developed. A method of fractal compression of agglomerated cake images is described. Results of the system factory testing are presented.

**Keywords:** forecasting, control, information processing, agglomerated cake, agglourden, quality, image, fractal image compression, neural network.

#### *Data on authors*

- Evgeny V. Ershov* — Dr. Techn. Sci., Professor; Cherepovets State University, Department of Computer Software; Head of the Department; E-mail: eve@chsu.ru
- Ludmila N. Vinogradova* — Cand. Techn. Sci.; Cherepovets State University, Department of Computer Software; E-mail: lvinogradova@bk.ru
- Dmitry V. Bogachev* — Post-Graduate Student; Cherepovets State University, Department of Computer Software; E-mail: bogachev-d@yandex.ru
- Olga S. Petruhina* — Master Sci.; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; E-mail: petruhina1203@mail.ru

P. 128—135.

### MODELS OF ALGORITHMS AND DEVICES FOR PARAMETRIC IDENTIFICATION OF MULTIELEMENT TWO-POLE RLC SENSORS ON THE BASE OF THE GENERALIZED PARAMETERS OF TWO-POLE NETWORKS. PART 1

Algorithms and devices for conversion of multi-element two-pole network parameters are studied. The measuring circuit is subject to voltage or current pulses described by exponential function in time. A selection of primary converters based on the generalized parameters method for frequency-independent two-pole networks is considered.

**Keywords:** multielement two-pole network, exponential pulse, generalized parameters, frequency-independent two-pole network, converter.

#### *Data on authors*

- Vladimir I. Ivanov* — Cand. Techn. Sci.; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; E-mail: viva37@mail.ru
- Vitaly S. Titov* — Dr. Techn. Sci., Professor; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; Head of the Department; E-mail: titov-kstu@rambler.ru

P. 136—142.

### MODELS OF ALGORITHMS AND DEVICES FOR PARAMETRIC IDENTIFICATION OF MULTIELEMENT TWO-POLE RLC SENSORS ON THE BASE OF THE GENERALIZED PARAMETERS OF TWO-POLE NETWORKS. PART 2

Algorithms and devices for conversion of parameters of multi-element two-pole network with zero or infinite resistance to direct current are studied. Transformers of the RLC parameters of two-pole networks with differentiation of signals in the measuring circuit are considered.

**Keywords:** multielement two-pole network, exponential pulse, generalized parameters, parameter converter.

#### *Data on author*

- Vladimir I. Ivanov* — Cand. Techn. Sci.; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; E-mail: viva37@mail.ru

**P. 143—146.****OPTOELECTRONIC CONVERTER BASED ON SEMI-CIRCULAR PHOTOCONDUCTORS FOR CONTROL OVER THE WEATHERCOCK ROTATION ANGLE**

An optoelectronic converter based on semi-circular photoconductors for horizontal wind direction measurement with the use of weathercock system is described. Physical and mathematical models of the optoelectronic converter are presented.

**Keywords:** optoelectronic converter, photoconductor, microprocessor measuring scheme.

*Data on authors*

- Shukhrat Yu. Shipulin* — Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; E-mail: sshukhrat@yahoo.com
- Mehdhar Fadhl Ahmed Obadi* — Post-Graduate Student; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; E-mail: mehdar@mail.ru

**P. 147—150.****BINOCULAR OPTOELECTRONIC DEVICE WITH VARIABLE FOCAL LENGTH**

A binocular optical-electronic device is developed for calculation of three-dimensional coordinates of working stage objects. The application of optoelectronic sensors with variable focal length allows to improve the accuracy of image analysis.

**Keywords:** binocular Optoelectronic device, machine vision, spatial coordinates, motion path.

*Data on authors*

- Evgeny B. Boletsky* — Post-Graduate Student; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; E-mail: focus\_2002@mail.ru
- Valery V. Vakun* — Post-Graduate Student; Southwest State University, Department of Computer Engineering, Kursk; E-mail: tarrkstu@yandex.ru
- Maxim I. Truphanov* — Cand. Techn. Sci.; Center of Information Technology and Design RAS, Odintsovo; Head of the Laboratory; E-mail: mtruphanov@hotmail.com