



**ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ: СЕТИ И ТЕХНОЛОГИИ,**  

---

---

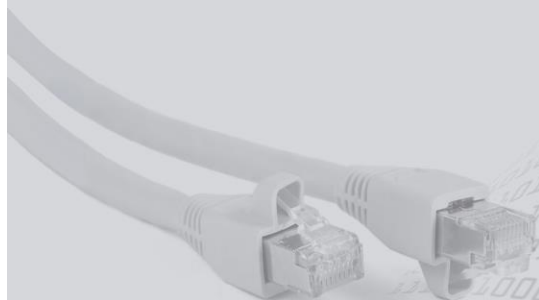
**АЛГЕБРАИЧЕСКОЕ КОДИРОВАНИЕ  
И БЕЗОПАСНОСТЬ ДАННЫХ**

**МАТЕРИАЛЫ МЕЖДУНАРОДНОГО НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО СЕМИНАРА**

**(Минск, апрель – декабрь 2016 г.)**

**В двух частях**

**ЧАСТЬ 2**



Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»

**ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ: СЕТИ И ТЕХНОЛОГИИ,**  
**АЛГЕБРАИЧЕСКОЕ КОДИРОВАНИЕ**  
**И БЕЗОПАСНОСТЬ ДАННЫХ**

МАТЕРИАЛЫ МЕЖДУНАРОДНОГО НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО СЕМИНАРА

(Минск, апрель – декабрь 2016 г.)

В двух частях

Часть 2

**TELECOMMUNICATIONS: NETWORKS AND TECHNOLOGIES,**  
**ALGEBRAIC CODING AND DATA SECURITY**

Минск БГУИР 2017

УДК 621.391:004.056.55  
ББК 32.811+32.973.26-018.2  
Т31

Руководитель семинара В. К. Конопелько

Редакционная коллегия:

М. Н. Бобов, А. А. Борискевич, В. Ф. Голиков, Л. Л. Ключев,  
В. А. Лабунов, Л. М. Лыньков, В. Ю. Цветков, Т. М. Гилицкая

Т31 **Телекоммуникации:** сети и технологии, алгебраическое кодирование и безопасность данных : материалы междунар. науч.-техн. семинара. В 2 ч. Ч. 2 (Минск, апрель – декабрь 2016 г.) = Telecommunications: Networks and Technologies, Algebraic Coding and Data Security. – Минск : БГУИР, 2017. – 96 с. : ил.  
ISBN 978-985-543-312-6 (ч. 2).

Сборник содержит статьи по телекоммуникациям: сетям телекоммуникаций и информационной безопасности в области научно-теоретических разработок и прикладных применений, алгебраическому кодированию и обработке изображений, программно-аппаратным и защитным средствам обеспечения в телекоммуникационных сетях.

Для научных сотрудников в области телекоммуникаций, преподавателей, аспирантов, магистрантов и студентов технических вузов.

Часть 1 издана в БГУИР в 2016 г.

*Научное издание*

Корректор *Т. В. Мироненко*  
Ответственный за выпуск *В. К. Конопелько*  
Компьютерный дизайн и верстка *Е. Г. Макейчик*

Подписано в печать 29.03.2017. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 11,39. Уч.-изд. л. 7,9. Тираж 50 экз. Заказ 56.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».  
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,  
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,  
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.  
ЛП №02330/264 от 14.04.2014.  
220013, Минск, П. Бровки, 6

ISBN 978-985-543-312-6 (ч. 2)  
ISBN 978-985-543-243-3

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2017

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Шевчук О.Г.</b> Детектирование прямых линий на основе форм-фактора.....	<u>5</u>
<b>Аль-Бахдили Х.К., Конопелько В.К.</b> Кодирование длин серий пикселей изображений с предварительной рекурсивной перестановкой.....	<u>11</u>
<b>Альзаки Х.М., Цветков В.Ю.</b> Выделение текстурных областей изображений на основе геометрической классификации и оценки плотности контурных элементов .....	<u>17</u>
<b>Макейчик Е.Г., Королёв А.И., Конопелько В.К.</b> Мажоритарное декодирование циклических кодов при мягком принятии решения на выходе дискретного канала связи.....	<u>24</u>
<b>Волков К.А., Ланденко В.О., Зайцев С.С., Карбалаи Салех Х.М., Махмуд М.Б.М.</b> Автоматическое тестирование алгоритмов сопровождения подвижных объектов на видеопоследовательности.....	<u>29</u>
<b>Липкович Э.Б., Ковшик В.А., Добровольский Е.А.</b> Математические модели расчета эффективности радиоканалов спутникового мультимедийного вещания.....	<u>34</u>
<b>Рабцевич В.В., Цветков В.Ю.</b> Алгоритм регрессивного волнового выращивания областей АСМ-изображений.....	<u>41</u>
<b>Садик Б.Дж., Бобов М.Н.</b> Кодирование битовых плоскостей межканальных разностей мультиспектральных изображений .....	<u>48</u>
<b>Андрянова Т.А., Саломатин С.Б.</b> Сигнатуры конечных полей для систем контроля утечек данных .....	<u>55</u>
<b>Альмияхи О.М., Козак М.В., Алисеенко М.А., Конопелько В.К.</b> Выбор начальных точек волнового выращивания областей по гистограмме яркости изображений .....	<u>61</u>
<b>Юхневич А.Е., Коробов А.Н.</b> Анализ отказов и методов прогнозирования долговечности печатных плат и защитных покрытий оборудования радиорелейных систем передачи .....	<u>68</u>
<b>Ткаченко А.П., Позняк М.М., Хатьков Д.А., Смольский Д.Ю.</b> Аналогово-цифровое преобразование и вывод результирующего отношения сигнал/шум «камера-АЦП» .....	<u>73</u>
<b>Учаев Н.А., Петров С.Н., Власюк С.В., Пулко Т.А.</b> Построение гибридной отказоустойчивой корпоративной телефонной сети .....	<u>79</u>
<b>Аксенов Ю.Н.</b> Временная псевдослучайная перестройка цифровых оптических импульсных сигналов .....	<u>85</u>

## CONTENTS

<b>Shevchuk O.G.</b> Detection of straight lines based on form factor .....	<u>5</u>
<b>Al-Bahadily H.K., Kanapelka V.K.</b> Run length encoding pixels of images with recursive permutation .....	<u>11</u>
<b>Alzaki H.M., Tsviatkou V.Yu.</b> Isolation of textural image region based on geometric classification and assessment density of contour elements .....	<u>17</u>
<b>Makeichik E.G., Korolev A.I., Kanapelka V.K.</b> Majority decoding of cyclic codes with a soft decision output digital communication channel .....	<u>24</u>
<b>Volkov K.A., Landzenok U.A., Zaitsev S.S., Karbalaei Saleh H.M., Mahmood M.B.M.</b> Automatic testing of moving objects tracking algorithms on the video.....	<u>29</u>
<b>Lipkovich E.B., Kovshik V.A., Dobrovolski E.A.</b> Mathematical calculation models of efficiency of satellite multimedia broadcasting radio channels ...	<u>34</u>
<b>Rabtsevich V.V., Tsviatkou V.Yu.</b> Regressive wave growing areas algorithm of the AFM-pictures .....	<u>41</u>
<b>Sadiq B.J., Bobov M.N.</b> Coding of bit planes for inter-channel differences of multispectral images .....	<u>48</u>
<b>Andrijanova T.A., Salomatin S.B.</b> Signature of finite fields for data leakage detection systems .....	<u>55</u>
<b>Almiahi O.M., Kazak M.V., Aliseyenko M.A., Kanapelka V.K.</b> Seed points choice of the wave region growing by the histogram of image brightness.....	<u>61</u>
<b>Yukhnevich A.E., Korabau A.N.</b> Failure analysis and prediction methods durability of printed circuit board and protective coating equipment of radio-relay transmission systems .....	<u>68</u>
<b>Tkachenko A.P., Pozniak M.M., Khatkou D.A., Smolski D.Y.</b> Analog-to-digital conversion and calculation resulting signal/noise «camera-ADC» .....	<u>73</u>
<b>Uchaev N.A., Petrov S.N., Vlasyuk S.V., Pulko T.A.</b> Fault-tolerant construction of hybrid corporate telephone network.....	<u>79</u>
<b>Aksenov Yu.N.</b> Time-dependent pseudorandom hopping of digital optical pulse-shaped signals .....	<u>85</u>

**ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ: СЕТИ И ТЕХНОЛОГИИ,  
АЛГЕБРАИЧЕСКОЕ КОДИРОВАНИЕ И БЕЗОПАСНОСТЬ ДАННЫХ**

УДК 621.391

**ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ПРЯМЫХ ЛИНИЙ НА ОСНОВЕ ФОРМ-ФАКТОРА**

О.Г. ШЕВЧУК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 10 ноября 2016*

Предложен метод детектирования прямых линий на основе преобразованного форм-фактора. Проведен анализ метода по сравнению с известными алгоритмами. Осуществлен выбор параметров для разработанного метода. Показано, что метод устойчив к изменению поворота и незначительному искривлению линии.

*Ключевые слова:* форм-фактор, детектирование, прямая линия, нормализация.

**Введение**

Основными задачами при параметризации и идентификации ключевых объектов на изображениях является их детектирование. Ключевым объектом на изображении могут выступать: точка (пиксел), линия или сегмент изображения.

Несмотря на то, что большинство методов идентификации и параметризации в качестве ключевых объектов используют точки (пиксели), прямые линии обладают значительно большей устойчивостью по сравнению с ними. Для выделения прямых линий на изображениях широко используются методы, основанные на преобразовании Хафа [1], масочном поиске [2], вычислении градиента [3] и квантовании по ориентации [4]. Однако данные методы не всегда устойчивы к повороту, масштабу и изменению кривизны линии. Устранить данный недостаток можно за счет использования методов детектирования линий на основе форм-фактора [5].

**Метод детектирования прямых линий на основе преобразованного форм-фактора**

Предлагается метод детектирования прямых линий на основе преобразованного форм-фактора (NFFLD – New Form-Factor Line Detection). Данный метод отличается от известного метода выделения изолированных прямых линий на основе форм-фактора [5] расчетом длины контурной линии, определяемой суммой образующих ее контурных точек.

Исходными данными для метода является полутоновое изображение  $I = \left\| i(y, x) \right\|_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$ , где  $i(y, x) = \overline{0,255}$  – значение пиксела на изображении;  $y = 0, \overline{Y-1}, x = 0, \overline{X-1}$  – координаты пиксела изображения;  $Y, X$  – размеры изображения по вертикали и горизонтали.

Алгоритм метода выделения прямых линий на изображении на основе форм-фактора основан на методе FFLD [5] и состоит из следующих шагов.

Шаг 1. Контурная фильтрация изображения. В результате контурной фильтрации на основе исходного изображения  $I$  формируется бинарная матрица  $P = \left\| p(x, y) \right\|_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$  образованных выделенных контуров, где  $p(x, y) = \{0, 1\}$  – значение пиксела в бинарной матрице образов.

Шаг 2. Сегментация контуров. Сегментация матрицы  $P$  осуществляется методом выращивания областей (Region Growing – RG) [6]. В результате формируется матрица сегментации  $I_s = \left\| i_s(y, x, n) \right\|_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$ , где  $n = [1, N_s]$ ,  $N_s$  – число выделенных контуров.

Шаг 3. Нормализация контурных линий. Для утончения линий используется метод нормализации контурных линий по толщине на основе масочного анализа локальных ориентаций их фрагментов [7]. В результате выполнения метода происходят поиск и удаление избыточных пикселей из матриц  $I_s$  и  $P$ .

Шаг 4. Классификация выделенных контуров по числу концевых точек. Для каждого сегментированного контурного элемента  $l(n) = \{X(n), Y(n)\}_{(n=1, \overline{N_s})}$ , образованного пикселями  $p(y, x) = 1$ , для которых соответствующие пиксели  $i_s(y, x, n) = n$ , определяется число концевых точек, где  $X(n) = \{x(i)\}_{i=0, \overline{K-1}}$ ,  $Y(n) = \{y(i)\}_{i=0, \overline{K-1}}$  – координаты  $n$ -го контура;  $K$  – количество пикселей в  $n$ -м контуре;  $n = 1, \overline{N_s}$  – порядковый номер линии;  $N_s$  – количество выделенных линий. Концевой точкой является единичный пиксел  $p(y, x)$  бинарной матрицы  $P$  образов, который имеет только один соседний единичный пиксел  $p(y+j, x+q)$ , где  $j = -1, 1$ ,  $q = -1, 1$  и  $j+q \neq 0$ .

Шаг 5. Выделение сегментированных контурных элементов с двумя концевыми точками, линий. Из множества  $L_s = \{l_s(n)\}_{(n=1, \overline{N_s})}$  сегментированных контурных элементов, включающего замкнутые, пересекающиеся и разомкнутые контурные элементы, выделяется подмножество  $L_2 = \{l_2(n)\}_{(n=1, \overline{N_2})}$  контурных линий, которые имеют две концевые точки, где  $N_2$  – число сегментированных контурных линий с двумя концевыми точками. Как правило, пересекающиеся контурные линии имеют более двух концевых точек, поэтому на данном шаге алгоритма из множества контурных элементов выделяются в основном контурные линии, не имеющие пересечений. Исключением является пересечение замкнутого и разомкнутого контуров. Такое исключение обрабатывается на следующих шагах алгоритма.

Шаг 6. Определение длин сегментированных контурных линий. Для каждой контурной линии  $l_2(n) = \{X(n), Y(n)\}_{(n=1, \overline{N_2})}$ , имеющей две концевые точки, определяется число  $s_2(n)$  образующих данную линию контурных пикселей  $p(y, x)$  с помощью выражения

$$s_2(n) = \sum_{i=0}^{K-2} \sqrt{(x(i) - x(i+1))^2 + (y(i) - y(i+1))^2}.$$

Число  $s_2(n)$  интерпретируется как длина контурной линии.

Шаг 7. Определение размеров сегментированных контурных линий. Для каждой контурной линии  $l_2(n)$ , имеющей две концевые точки, вычисляется расстояние  $r_2(n)$  между концевыми точками (размер контурной линии) с помощью выражения

$$r_2(n) = \sqrt{(y_1(n) - y_2(n))^2 + (x_1(n) - x_2(n))^2},$$

где  $(y_1(n), x_1(n)), (y_2(n), x_2(n))$  – координаты концевых точек контурной линии  $l_2(n)$ .

Шаг 8. Вычисление форм-фактора линии. Для каждой контурной линии  $l_2(n)$ , имеющей две концевые точки, вычисляется значение форм-фактора  $f_2(n)$  линии с помощью выражения

$$f_2(n) = r_2(n) / s_2(n).$$

Шаг 9. Анализ форм-фактора линии. Для каждой контурной линии  $l_2(n)$ , имеющей две концевые точки, значение ее форм-фактора  $f_2(n)$  сравнивается с единицей. Если  $f_2(n)$  близко

к единице, то контурная линия  $l_2(n)$  является прямой. В противном случае ( $f_2(n) < 1$ ) – линия является кривой или ломаной. Близость значения  $f_2(n)$  линии к единице оценивается в результате сопоставления заданного порога  $T_c$ , определяющего кривизну линии, с модулем разности, вычисляемым с помощью выражения  $|1 - f_2(n)|$ . Контурная линия  $l_2(n)$  является прямой, если  $|1 - f_2(n)| \leq T_c$ . В результате выполнения данного шага алгоритма из подмножества  $L_2$  выделяется подмножество  $L_D = \{l_D(n)\}_{(n=1, N_D)}$  изолированных прямых контурных линий, где  $N_D$  – число изолированных прямых контурных линий.

Шаг 10. Окончание алгоритма. Фиксируется информация о найденных изолированных прямых контурных линиях (координаты  $(y_1(n), x_1(n))$ ,  $(y_2(n), x_2(n))$  концевых точек, длина  $s_2(n)$ , значение форм-фактора  $f_2(n)$ ).

В результате работы метода формируется подмножество ключевых линий  $R_D = \{L_D, S_2, F_2\}_{(n=1, N_D)}$ , которое в дальнейшем может быть использовано для их параметризации и идентификации.

### Оценка эффективности детектора линий на основе преобразованного форм-фактора

Разработанный метод реализован на языке C++ с использованием библиотеки OpenCV 3.0. Для сравнительной оценки работы метода реализованы наиболее известные методы детектирования прямых линий на изображениях, такие как метод LSD (Line Segment Detector) [3] и метод на основе преобразования Хафа [1]. Эксперимент проведен на ЭВМ со следующими техническими характеристиками: процессор – Intel(R) Core(TM) i5-2320 CPU 3,0 ГГц; ОЗУ – 4 Гб; тип системы – 64-разрядная операционная система, процессор x64; операционная система – Windows 7.

Для тестирования метода детектирования прямых использованы искусственные, построенные и повернутые в графическом редакторе, линии. Для искусственно созданных линий использованы размеры 5, 11, 15, 25, 41, 65 и 101 пиксел с кривизной  $kr = 0 \dots 3$  (рис. 1) относительно идеальной прямой линии. Каждая линия поворачивалась на угол от 0 до 180 град относительно центра изображения.

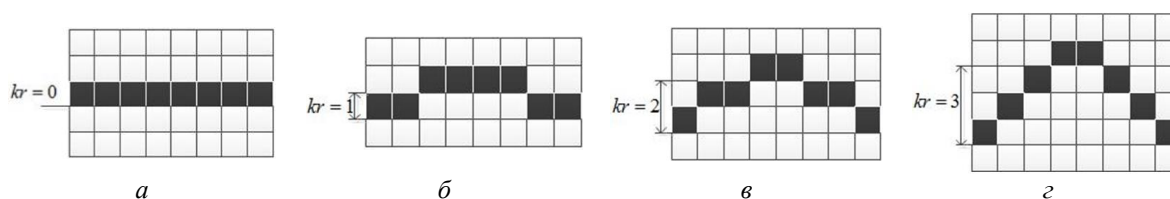


Рис. 1. Кривизна линии длиной восемь пикселов:  $a - kr = 0$ ;  $b - kr = 1$ ;  $в - kr = 2$ ;  $г - kr = 3$

В качестве критериев эффективности алгоритмов использованы количество выделенных линий для каждой из групп искусственных линий, усредненное по углу поворота, и время работы методов.

Среднее количество выделенных линий рассчитывается для множества изображений одной и той же линии при повороте на различный угол с помощью выражения

$$\bar{K} = \frac{\sum_{i=0}^n K_n}{n},$$

где  $n$  – количество линий,  $K_n$  – количество линий, выделенных на  $n$ -ом изображении.

Также для разработанного метода проведена оценка среднего, минимального и максимального значений форм-фактора для искусственно созданных линий различной длины и кри-



визны. Среднее значение форм-фактора рассчитывается для множества изображений одной и той же линии при повороте на различный угол с помощью выражения

$$\bar{F} = \frac{\sum_{i=0}^n F_n}{n},$$

где  $n$  – количество линий;  $F_n$  – значение форм-фактора  $n$ -ой линии.

Среднее  $\bar{F}$ , минимальное  $F_{\min}$  и максимальное  $F_{\max}$  значения преобразованного форм-фактора для искусственных линий различной длины и кривизны приведены в табл. 1.

Таблица 1. Среднее, минимальное и максимальное значения преобразованного форм-фактора для искусственных линий заданной длины и кривизны

Длина линии, пиксел	5		11			15			
Кривизна, пиксел	0	1	0	1	2	0	1	2	3
$\bar{F}$	0,97	0,97	0,95	0,95	0,91	0,95	0,95	0,92	0,91
$F_{\min}$	0,93	0,93	0,92	0,92	0,8	0,93	0,93	0,85	0,84
$F_{\max}$	1	1	1	1	0,97	1	1	0,97	0,95
Длина линии, пиксел	25				41				
Кривизна, пиксел	0	1	2	3	0	1	2	3	
$\bar{F}$	0,95	0,95	0,93	0,92	0,95	0,95	0,94	0,93	
$F_{\min}$	0,92	0,92	0,88	0,86	0,92	0,92	0,91	0,89	
$F_{\max}$	1	1	0,98	0,95	1	1	0,99	0,96	
Длина линии, пиксел	65				101				
Кривизна, пиксел	0	1	2	3	0	1	2	3	
$\bar{F}$	0,95	0,95	0,94	0,94	0,95	0,95	0,95	0,94	
$F_{\min}$	0,92	0,92	0,91	0,91	0,92	0,92	0,92	0,91	
$F_{\max}$	1	1	0,99	0,97	1	1	0,99	0,98	

В табл. 1 показано, что минимальное  $F_{\min}$  и максимальное  $F_{\max}$  значения преобразованного форм-фактора для искусственных линия различной длины и кривизны изменяется в пределах  $[0,8; 0,93]$  и  $[0,95; 1]$  соответственно. Значения  $F_{\min}$  и  $F_{\max}$  уменьшаются при увеличении кривизны линии  $kr$ . Усредненное значение  $\bar{F}$  по углам поворота остается в пределах  $[0,9; 0,97]$ . Следовательно, при анализе преобразованного форм-фактора линию следует считать прямой, при выполнении следующего условия:

$$\begin{cases} |1 - f_2(n)| \leq T_c, \\ T_c = 0,2. \end{cases}$$

Количество выделенных линий, усредненное по углам поворота, разработанного метода и методов Хафа и LSD для искусственно созданной линии заданного размера и кривизны, приведено в табл. 2.

Значение количества выделенных линий, усредненное по углам поворота, для различных методов детектирования прямых линий из табл. 2 показывает, что представленный метод устойчив к изменению угла поворота и незначительному изменению кривизны контурной линии (рис. 2, б), по сравнению с методами Хафа и LSD. Метод Хафа выделяет чаще всего более одной линии (рис. 2, в), а метод LSD при незначительном изменении кривизны линии разбивает ее (рис. 2, г), что усложняет дальнейшую параметризацию и идентификацию линий на изображении.

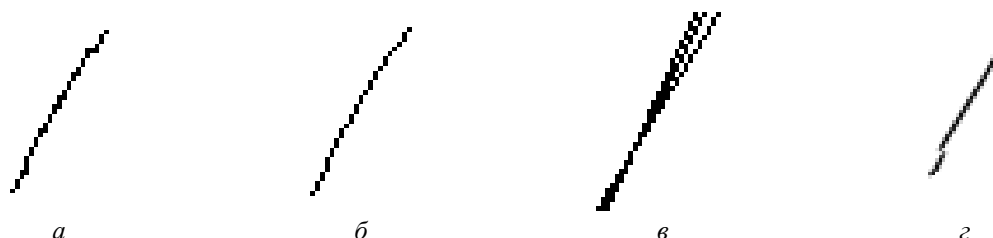


Рис. 2. Результаты работы методов для линии длиной 41 пиксел, кривизной  $kr = 2$ , повернутой на угол в 60 градусов: *a* – исходное изображение; *б* – метод NFFLD; *в* – метод Хафа; *г* – метод LSD

Время работы методов для искусственно созданной заданного размера и кривизны приведено в табл. 3, отсюда следует, что предложенный метод обеспечивает выигрыш в скорости выделения прямых контурных в 6...149 раз по сравнению с методом Хафа в зависимости от длины и кривизны линии, но проигрывает методу детектирования прямых линий LSD в 1,2...2,8 раза.

Таблица 2. Количество выделенных линий, усредненное по углам поворота для искусственно созданной линии заданного размера и кривизны

Длина линии, пиксел	5		11			15			
Кривизна, пиксел	0	1	0	1	2	0	1	2	3
Метод NFFLD	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Метод Хафа	1,2	1,2	1,6	1,6	1,7	1,6	1,6	1,5	1,4
Метод LSD	0,5	0,6	1	1	1,02	1	1	1,1	1,9
Длина линии, пиксел	25				41				
Кривизна, пиксел	0	1	2	3	0	1	2	3	
Метод NFFLD	1	1	1	1	1	1	1	1	
Метод Хафа	1,85	1,85	1,7	1,3	2,3	2,3	1,8	1,36	
Метод LSD	1	1	1,22	1,73	1	1	1,39	1,7	
Длина линии, пиксел	65				101				
Кривизна, пиксел	0	1	2	3	0	1	2	3	
Метод NFFLD	1	1	1	1	1	1	1	1	
Метод Хафа	2,27	2,27	1,97	1,08	2,5	2,5	2,01	0,74	
Метод LSD	1	1	1,47	1,96	1	1	1,49	2,08	

Таблица 3. Время работы алгоритмов

Длина линии, пиксел	5		11			15			
Кривизна, пиксел	0	1	0	1	2	0	1	2	3
Метод NFFLD, мс	0,55	0,26	0,5	0,45	0,41	0,55	0,52	0,55	0,54
Метод Хафа, мс	3,37	2,4	7,7	8,2	7,98	14	13,6	14	13,65
Метод LSD, мс	0,3	0,13	0,23	0,226	0,21	0,25	0,25	0,44	0,3
Длина линии, пиксел	25				41				
Кривизна, пиксел	0	1	2	3	0	1	2	3	
Метод NFFLD, мс	0,83	0,96	0,83	0,85	1,36	1,38	1,43	1,4	
Метод Хафа, мс	35,47	35,3	36,6	35,9	94,17	94,16	96,2	95,77	
Метод LSD, мс	0,3	0,3	0,4	0,33	0,61	0,7	0,8	0,66	
Длина линии, пиксел	65				101				
Кривизна, пиксел	0	1	2	3	0	1	2	3	
Метод NFFLD, мс	2,23	2,2	2,3	2,25	3,8	3,76	3,75	3,8	
Метод Хафа, мс	234,3	232,5	234,9	233,2	551,6	550,9	555,9	568,3	
Метод LSD, мс	1,07	1,44	1,08	1,16	2,06	2,09	2,15	2,19	

## Заключение

Разработан метод детектирования прямых линий на основе преобразованного форм-фактора. Представленный метод устойчив к изменению угла поворота и незначительному изменению кривизны контурной линии, по сравнению с методами Хафа и LSD. Также данный метод обеспечивает выигрыш в скорости до 149 раз по сравнению с методом Хафа.

С помощью оценки среднего, минимального и максимального значений форм-фактора для искусственно созданных линий различной длины и кривизны, осуществлен выбор оптимального значения порога для анализа выделенных линий:  $T_c = 0,2$ .

## DETECTION OF STRAIGHT LINES BASED ON FORM FACTOR

O.G. SHAUCHUK

### Abstract

A method of detecting straight lines based on the converted form-factor is proposed. The analysis of this method in comparison with known algorithms is conducted. Parameters for the developed method are selected. It is shown that the method is resistant to change of turn and a little curvature of the line.

*Keywords:* form-factor, detection, straight line, normalization of line.

### Список литературы

1. Duda R.O. // Communication of the ACM. 1972. Vol. 15. №1. P. 229-246.
2. Anver M.M., Stonier R.J. // Proc. of the 2nd Intern. Conf. on Computational Intelligence, Robotics and Autonomous Systems, CIRAS 2003. Singapore. 2003. P. 344-348.
3. Grompone von Gioi R. // IEEE Transactions on Pattern. Analysis and Machine Intelligence. 2010. Vol. 32. № 4. P. 722-732.
4. Chan T.S., Raymond K.K. // Proc. of 13th Intern. Conf. on Pattern Recognition, ICPR 1996. Vienna. 1996. P. 126-130.
5. Бородина О.Г., Цветков В.Ю. // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2015. №1. С. 41-45.
6. Shih F.Y., Cheng S. // Image and Vision Computing. Newark. 2005. №23. P. 877-886.
7. Шевчук О.Г., Цветков В.Ю. // Информатика. 2016. №51. С. 14-24

УДК 004.932.72

## КОДИРОВАНИЕ ДЛИН СЕРИЙ ПИКСЕЛЕЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ РЕКУРСИВНОЙ ПЕРЕСТАНОВКОЙ

Х.К. АЛЬ-БАХДИЛИ, В.К. КОНОПЕЛЬКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 16 ноября 2016

Исследовано влияние рекурсивной перестановки пикселей изображения на результат его сжатия без потерь с помощью вероятностного кодирования длин серий. Показано, что наибольшее повышение коэффициента сжатия обеспечивает перестановка пикселей по закону Гильберта.

*Ключевые слова:* кодирование длин серий, сжатие изображений, рекурсивная перестановка.

### Введение

Сжатие изображений в реальном масштабе времени актуально для множества прикладных задач. Часто для этого используются алгоритмы JPEG [1] и JPEG 2000 [2]. Однако эти алгоритмы требуют значительных вычислительных ресурсов. Самым вычислительно простым алгоритмом эффективного кодирования является алгоритм кодирования длин серий RLE (Run-Length Encoding) [3], основанный на учете повторов символов. Однако он имеет низкую эффективность для сжатия изображений, поскольку не учитывает вероятность повтора пикселей в строках (столбцах). Для естественных изображений вероятность повтора символа в строке резко уменьшается с ростом длины серии. С учетом данного факта в [4, 5] предложен алгоритм вероятностного кодирования длин серий, использующих три дополнительных кодовых символа для определения повтора перед передачей значения длины серии. Предложенный алгоритм позволяет существенно повысить коэффициент сжатия изображений, однако он учитывает корреляцию значений соседних пикселей изображения только в одном направлении – вдоль строки или столбца. Известны работы [6, 7], в которых предлагается изменять направление считывания пикселей с учетом их корреляции, что сохраняет высокую скорость кодирования, но не приводит к существенному росту коэффициента сжатия из-за использования дополнительных кодовых символов для определения направления считывания пикселей изображения. Альтернативным подходом к повышению корреляции соседних пикселей изображения без изменения направления их считывания является использование рекурсивной перестановки [8], позволяющей преобразовать двухмерный массив пикселей в вектор с улучшением локальной корреляции пикселей вдоль строки. Использование рекурсивных перестановок для сжатия изображений исследовано в работах [7, 9].

Целью работы является исследование эффективности рекурсивной перестановки пикселей для повышения коэффициента сжатия изображения с помощью алгоритма вероятностного кодирования длин серий.

### Алгоритм кодирования длин серий

Алгоритм RLE выделяет для кодирования повтора каждого символа одинаковое число бит, представленных в виде пары символов  $\{i(s), n(s)\}$ , где  $i(s)$  – значение кодируемого  $s$ -го

символа;  $n(s)$  – число повторов  $s$ -го символа (длина серии);  $s = \overline{0, S-1}$  – порядковый номер символа;  $S$  – число кодируемых символов. Размер  $R_{I/N}$  (бит) кода и коэффициент сжатия  $CR$  для алгоритма RLE определяются с помощью выражений

$$R_{I/N} = S(BD_I + BD_N),$$

$$CR = 8YX/R_{I/N},$$

где  $YX$  – размер изображения,  $BD_I = \left\lceil \log_2 \left( \max(i(s))_{(s=0, S-1)} \right) \right\rceil$  – битовая глубина изображения;

$BD_N = \left\lceil \log_2 \left( \max(n(s))_{(s=0, S-1)} \right) \right\rceil$  – битовая глубина значений длин серий.

Для естественных изображений вероятность повтора значения пикселя в строке (столбце) имеет неравномерное распределение от длины серии (рис. 1). Она резко падает с увеличением длины серии. Поэтому использование алгоритма RLE для сжатия изображений не эффективно.

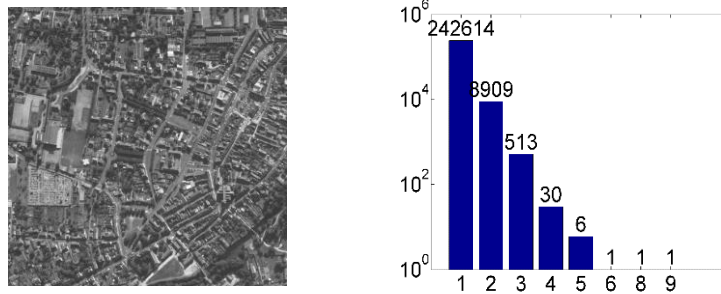


Рис. 1. Тестовое изображение «Город» 512×512 пикселей и соответствующая ему гистограмма длин серий пикселей в строках

### Алгоритм вероятностного кодирования длин серий пикселей

Для учета распределения яркости в изображениях в [5, 6] предложен алгоритм I3BN вероятностного кодирования длин серий с тремя подтверждениями повтора, использующий три бита подтверждения повтора для построения вложенного кода длины серии. При кодировании длины серии по алгоритму I3B/N сначала формируется символ  $i(s)$ . Если значение символа  $i(s)$  повторяется, то формируется бит  $b1(s) = 1$ , иначе  $b1(s) = 0$  (первый бит повтора). Если символ  $i(s)$  повторяется снова, то формируется бит  $b2(s) = 1$ , иначе  $b2(s) = 0$  (второй бит повтора). Если символ  $i(s)$  повторяется снова, то формируется бит  $b3(s) = 1$ ,  $b2(s) = 1$ , иначе  $b3(s) = 0$  (третий бит повтора). Если символ  $i(s)$  повторяется снова, то формируется символ  $n(s)$ , учитывающий число повторов (изначально  $n(s) = 0$ , если символ  $i(s)$  повторяется снова, то  $n(s) > 0$ ). В результате могут формироваться серии вида:

$$\{i(s), b1(s) = 0\}, \{i(s), b1(s) = 1, b2(s) = 0\}, \{i(s), b1(s) = 1, b2(s) = 1, b3(s) = 0\},$$

$$\{i(s), b1(s) = 1, b2(s) = 1, b3(s) = 1, n(s)\}.$$

Размер  $R_{I3B/N}$  (бит) кода для алгоритма I3BN определяется с помощью выражения

$$R_{I3B/N} = S(BD_I + 1) + \sum_{s=0}^{S-1} b1(s) + \sum_{s=0}^{S-1} b2(s) + BD_N \sum_{s=0}^{S-1} b3(s).$$

В [4, 5] показано, что алгоритм I3B/N превосходит базовый алгоритм RLE кодирования длин серий по коэффициенту сжатия без потерь в 1,2-1,3 раза (но проигрывает алгоритмам RAR и ZIP примерно до 10 раз при сжатии без потерь). Возможность повышения эффективно-

сти кодирования изображений алгоритмом *I3/B/N* связана с повышением вероятности повтора пикселей в строке. Для этого может использоваться рекурсивная перестановка, усиливающая корреляцию пикселей в строке.

### Рекурсивные перестановки пикселей

Основной особенностью рекурсивных разверток является фрактальное самоподобие траектории развертки, проявляющееся в различных масштабах разрешения [7]. Рекурсивная развертка задается примитивом, определяющим последовательность выбора элементов в небольшой области, и правилом, задающим размещение различным образом ориентированных копий примитива в пространстве, размер которого равен размеру преобразуемого изображения. Алгоритм рекурсивной развертки позволяет построить матрицу перестановки элементов фрагмента данных необходимого размера за некоторое число шагов, зависящее от соотношения размеров примитива и обрабатываемого фрагмента. Простейшей рекурсивной разверткой с непрерывной траекторией является развертка Гильберта (рис. 2).

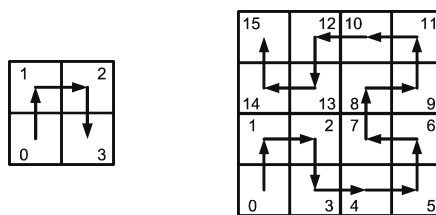


Рис. 2. Примитив и матрица рекурсивной перестановки Гильберта размером 4×4 пикселя

На рис. 3 приведена гистограмма длин серий пикселей в строке, полученной в результате рекурсивной перестановки тестового изображения, представленного на рис. 1, по законам разверток Гильберта и *Z*.

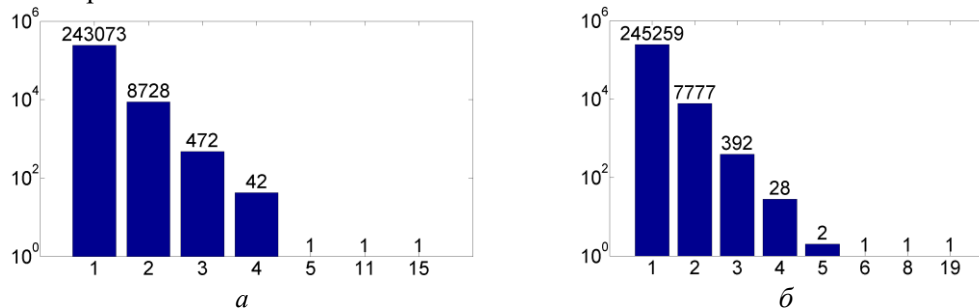


Рис. 3. Гистограммы длин серий пикселей в строке после рекурсивных перестановок: *a* – по закону Гильберта; *б* – по закону *Z*

Из рис. 1 и 3 следует, что рекурсивные перестановки позволяют увеличить число серий с малыми длинами (1, 2, 3 пикселя), которые эффективно кодируются алгоритмом *I3/B/N*.

### Оценка эффективности кодирования длин серий пикселей с их предварительной рекурсивной перестановкой

Для оценки эффективности кодирования длин серий пикселей с их предварительной рекурсивной перестановкой использованы тестовые изображения, приведенные на рис. 1 и 4, рекурсивные перестановки по законам Гильберта и *Z*, алгоритмы RLE и *I3BN*. На рис. 5 и 6 приведены гистограммы длин серий пикселей в строках тестовых изображений до и после рекурсивных перестановок их пикселей. В таблице для рассмотренных условий приведены значения коэффициентов сжатия тестовых изображений. Из таблицы следует, что для большинства изображений перестановка пикселей по закону Гильберта позволяет незначительно (до 1,03 раза) повысить коэффициент сжатия без потерь по сравнению с *Z*-перестановкой. Для некоторых изображений использование перестановки пикселей по закону Гильберта также позволяет незначительно (до 1,02 раза) повысить коэффициент сжатия без потерь по сравнению с непосредственным кодированием изображений без предварительной рекурсивной перестановки.

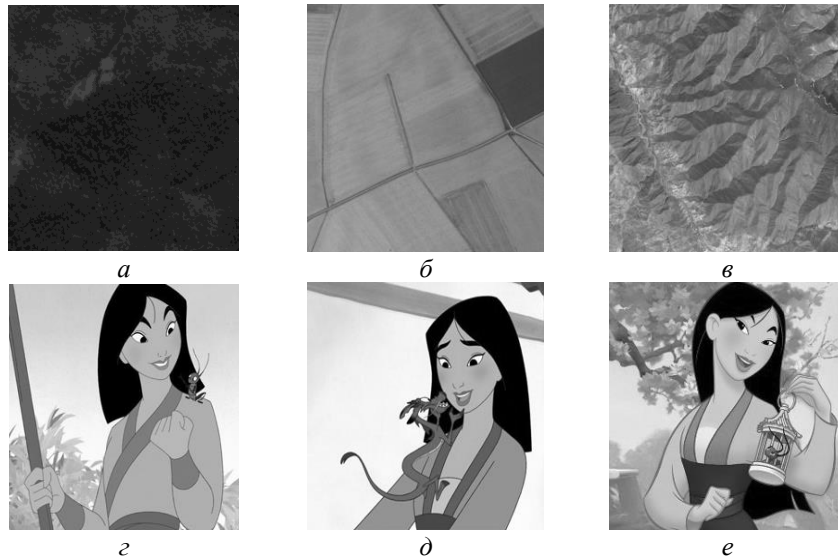


Рис. 4. Тестовые изображения 512×512 пикселей:  
*a* – «Лес»; *б* – «Поле»; *в* – «Горы»; *з* – «Мулан-1»; *д* – «Мулан-2»; *е* – «Мулан-3»

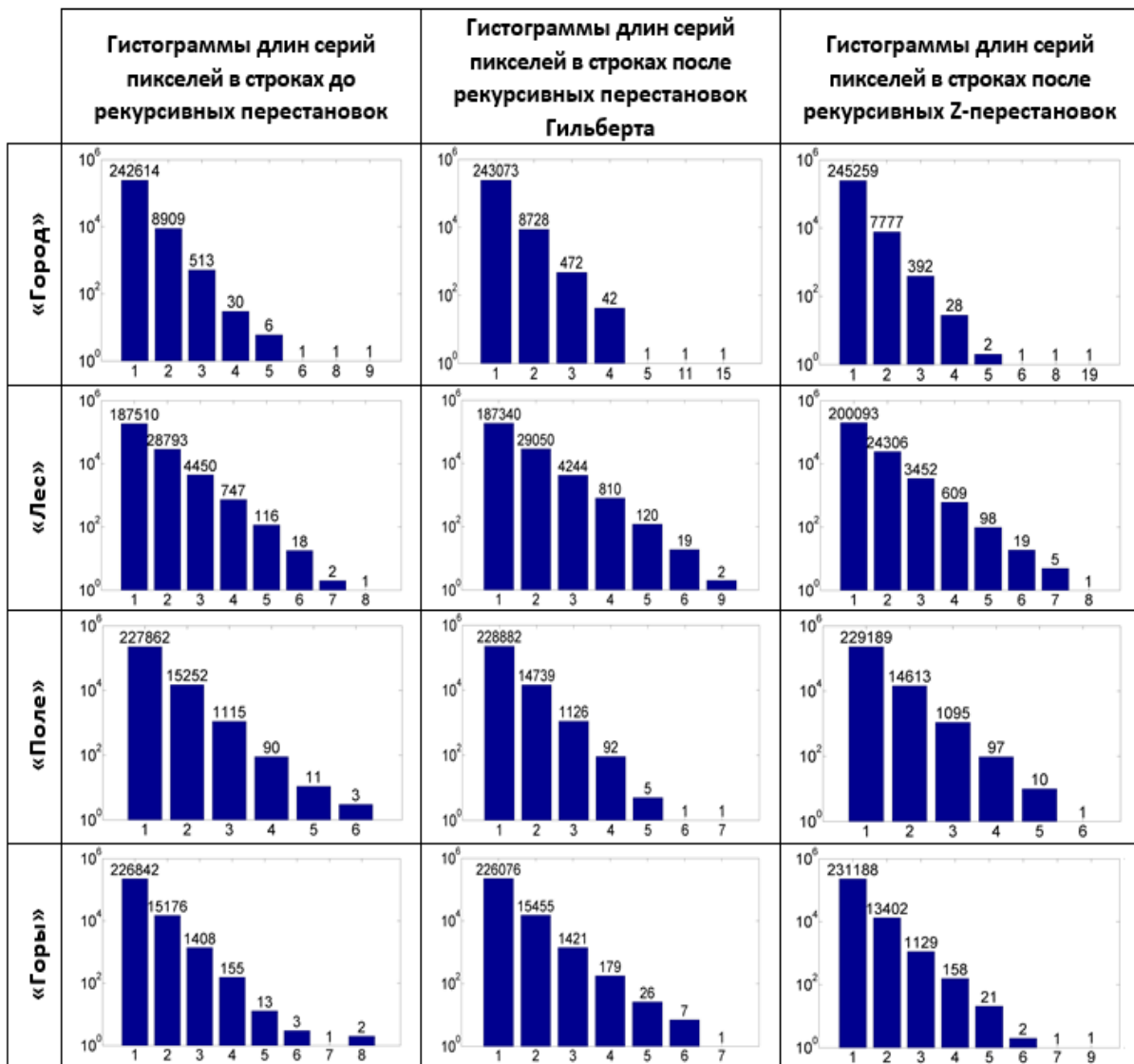


Рис. 5. Гистограммы длин серий пикселей в строках естественных тестовых изображений после их рекурсивных перестановок

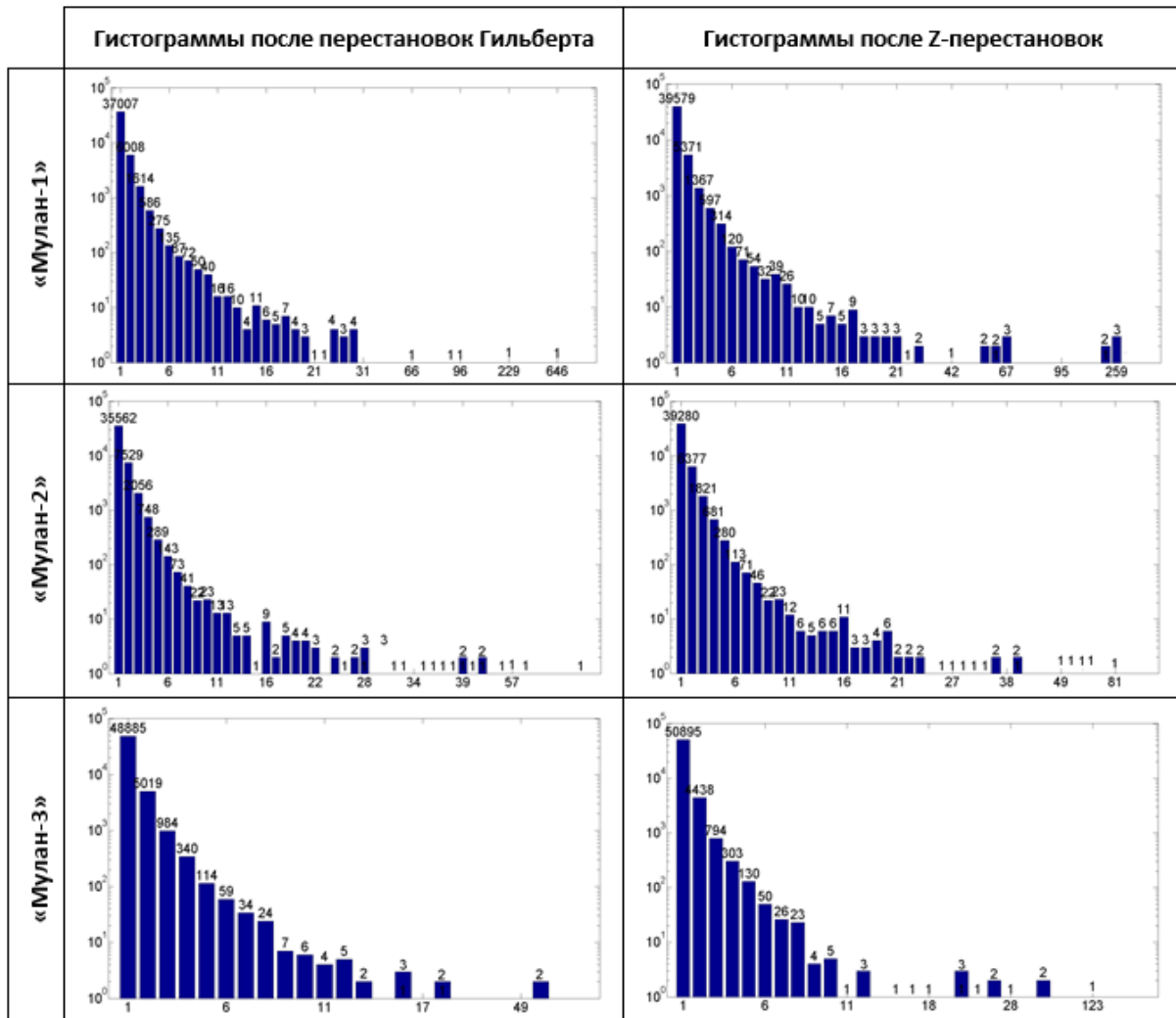


Рис. 6. Гистограммы длин серий пикселей в строках мультипликационных тестовых изображений после их рекурсивных перестановок

#### Коэффициенты сжатия тестовых изображений

Тестовые изображения	Коэффициенты сжатия тестовых изображений без потерь		
	Без предварительной перестановки пикселей	С предварительной перестановкой Гильберта	С предварительной Z-перестановкой пикселей
«Город»	0,828	0,827	0,824
«Лес»	0,928	0,929	0,903
«Поле»	0,852	0,850	0,850
«Горы»	0,854	0,855	0,847
«Мулан-1»	1,082	1,082	1,049
«Мулан-2»	1,053	1,072	1,030
«Мулан-3»	0,928	0,923	0,907

#### Заключение

Произведено исследование влияния рекурсивной перестановки пикселей по законам разверток Гильберта и Z на коэффициент сжатия без потерь естественных и мультипликационных изображения с помощью кодирования длин серий. Установлено, что наибольшее повышение (до 1,02 раза) коэффициента сжатия изображений обеспечивает перестановка пикселей по закону Гильберта. Выигрыш в коэффициенте сжатия изображений от использования рекурсивной перестановки Гильберта по сравнению с Z-перестановкой достигает 1,03 раза.



# RUN LENGTH ENCODING PIXELS OF IMAGES WITH RECURSIVE PERMUTATION

H.K. AL-BAHADILY, V.K. KANAPELKA

## Abstract

New modified RLE algorithm with recursive scans order to study the effect of permutation of pixels on the result of image lossless compression using a probability-length coding is explored. The results showed that the Hilbert permutation was the best and achieved the greatest compression ratio.

*Keywords:* run length encoding, image compression, recursive permutation.

## Список литературы

1. *Pennebaker W.B.* JPEG Still Image Compression Standard. New York, 1993.
2. *Ebrahimi T.* // Proc. of the SPIE. San Diego, July-August 2000. Vol. 4115. P. 446-454.
3. *Golomb S.W.* // IEEE Transactions on Information Theory. 1966. P. 399-401.
4. *Albahadily H.K., Tsviatkou V.Yu., Kanapelka V.K.* // International Journal of Advanced Computer Science and Applications. 2016. Vol. 7. №7. P. 250-255.
5. *Аль-Бахадиль Х.К., Цветков В.Ю., Конопелько В.К.* // Докл. БГУИР. 2016. №2(96). С. 63-69.
6. *Smila M.* // International Journal of Emerging Technology in Computer Science & Electronics (IJETCSE). 2014. Vol. 8. P. 229-236.
7. *Ouni T.* // International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition. 2012. Vol. 5. №3. С. 49-63.
8. *Кудреватых С.И.* Генетический код для рекурсивных разверток. Мн., 1990.
9. *Karthikeyan B.* // Journal of Scientific and Industrial Research. 2014. Vol. 73. P. 214-218.

УДК 621.391

## ВЫДЕЛЕНИЕ ТЕКСТУРНЫХ ОБЛАСТЕЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ КЛАССИФИКАЦИИ И ОЦЕНКИ ПЛОТНОСТИ КОНТУРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Х.М. АЛЬЗАКИ, В.Ю. ЦВЕТКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

*Поступила в редакцию 18 ноября 2016*

Предложен метод текстурной сегментации изображений на основе геометрической классификации и оценки плотности контурных элементов. Показана эффективность данного метода по сравнению с методом на основе энергетических карт.

*Ключевые слова:* текстурная сегментация изображений, классификация контурных элементов, оценка плотности контурных элементов.

### Введение

Повышение разрешения видеокamer делает актуальной задачу текстурной сегментации изображений, в результате которой локализуются области изображений, содержащие множество мелких деталей с примерно одинаковыми размером, формой, цветом (яркостью), повторяемостью. Достаточно часто для текстурной сегментации используется метод на основе энергетических карт [1, 2]. Его недостатком является высокая вычислительная сложность и возможность разделения относительно простых текстур с высокой степенью однородности. В работе [3] предлагается использовать контурные элементы изображений для текстурного анализа. Однако данный подход основан на небольшом наборе контурных примитивов и достаточно грубой статистической оценке, что приводит к значительным ошибкам разделения сложных текстур. В [4] предложен метод текстурной сегментации изображений на основе классификации контурных элементов и логического сложения классов. Сущность данного метода состоит в контурной обработке исходного изображения, определении положения на изображении контурных элементов (точек, линий и фигур) различного типа, преобразовании близко расположенных друг к другу однотипных контурных элементов в бинарные площадные объекты, двоичном кодировании взаимного расположения полученных площадных объектов в границах исходного изображения, сегментации полученной кодовой матрицы. С использованием стандартных баз Brodatz и UIUCTех тестовых текстурных изображений показано, что данный метод по сравнению с методом на основе энергетических карт обеспечивает уменьшение ошибки сегментации однородных текстурных изображений в 2,3 раза. Однако данный метод использует приблизительную оценку плотности текстуры на основе количества перекрывающихся окрестностей текстурных элементов, радиус которых выбирается по гистограмме расстояний между текстурными элементами. Это приводит к существенным ошибкам сегментации сложных текстур, фрагменты которых имеют различные плотности текстурных элементов.

Целью работы является разработка метода текстурной сегментации, обеспечивающего уменьшение ошибки локализации областей изображений за счет точного учета плотности текстурных элементов.

## Метод текстурной сегментации геометрической классификации и оценки плотности контурных элементов

Предлагается метод текстурной сегментации изображений на основе геометрической классификации и оценки плотности контурных элементов. Сущность метода состоит в сегментации, параметризации, классификации и локализации на изображении контурных элементов (точек, линий и фигур), формировании площадных объектов из равноудаленных контурных элементов одного класса и переносе этих объектов в отдельные битовые плоскости, двоичном представлении полученных битовых плоскостей. Отличие предложенного метода от известного метода текстурной сегментации на основе энергетических карт [2] заключается в использовании контурной обработки изображений, геометрических параметров для классификации и группирования однотипных контурных элементов в площадные объекты и двоичном представлении плоскостей сформированных площадных объектов. Это позволяет повысить точность сегментации изображений за счет учета типов текстурных элементов (точностью сегментации можно управлять за счет изменения числа классов контурных элементов изображений). В отличие от метода текстурной сегментации на основе классификации контурных элементов и логического сложения классов [4] предложенный метод использует для формирования площадных объектов равноудаленные однотипные контурные элементы вместо суммы однотипных контурных элементов в окружности определенного радиуса. Это позволяет повысить точность сегментации изображений за счет учета периодичности текстуры (точностью сегментации можно управлять за счет изменения допустимой дисперсии расстояний между однотипными текстурными элементами).

Алгоритм текстурной сегментации изображений на основе геометрической классификации и оценки плотности контурных элементов состоит из следующих шагов.

Шаг 1. Выделение перепадов яркости с помощью фильтров Робертса [5] и Превита [6]. Формируется бинарная матрица  $B = \|b(y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$ , в которой единичным элементам соответствуют контурные точки, где  $YX$  – размер бинарной матрицы, совпадающий с размером исходного изображения  $I = \|i(y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$ .

Шаг 2. Сегментация контурных элементов изображения. Формируется матрица сегментации  $SM = \|sm(y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$ , в которой фоновым элементам соответствует нулевой номер сегмента, а остальным элементам – номера  $sm(y, x) \in [0, N_s]$  сегментов, которым они принадлежат, где  $N_s$  – число сегментов.

Шаг 3. Классификация контурных элементов [4]. Каждому контурному элементу  $b(y, x) = 1$ , имеющему номер  $sm(y, x) = n$  ( $n > 0$ ), ставится в соответствие идентификатор (дескриптор)  $D(n) = \|d(n, p)\|_{(p=0, P_p-1)}$  из множества  $\{D(n)\}_{(n=1, N_s-1)}$  идентификаторов, относящий его к определенному классу контурных элементов с номером  $k$  ( $k \in [1, K_p]$ ), где  $N_p$  – число идентификационных параметров;  $K_p$  – число классов контурных элементов. В табл. 1 приведены идентификационные параметры, используемые для классификации контурных элементов, и примеры идентификаторов для контурных элементов различных классов.

Таблица 1. Идентификационные параметры и идентификаторы контурных элементов

k	Классы контурных элементов	Значения параметров идентификации								
		Количество соседних контурных пикселей								Число концевых точек
		1	2	3	4	5	6	7	8	
1	Точка	Менее 5 соседних контурных пикселей								
2	Короткая прямая линия	2	2	1	0	0	0	0	0	2
3	Короткая кривая линия	2	1	0	2	3	0	1	0	2
4	Длинная кривая линия	2	0	0	7	3	1	4	2	2
5	Клякса	4	1	2	10	4	8	3	9	4
6	Пятно	0	0	9	1	3	10	5	12	0
7	Длинная прямая линия	2	14	5	1	0	1	0	0	2

Шаг 4. Разделение контурных элементов по классам. Формируется множество  $\{P_B(k)\}_{(k=1, \overline{K_P-1})}$  контурных плоскостей  $P_B(k) = \|p_B(k, y, x)\|_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$ , ненулевые элементы  $p_B(k, y, x) = sm(y, x)$  в каждой из которых показывают положение соответствующих контурных элементов класса  $k$ .

Шаг 5. Локализация контурных элементов. Выполняется замена контурных элементов каждой плоскости  $P_B(k)$  одним центральным элементом. В результате формируется множество  $\{P_{PB}(k)\}_{(k=1, \overline{K_C})}$  точечных плоскостей  $P_{PB}(k) = \|p_{PB}(k, y, x)\|_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$ , ненулевые элементы  $p_{PB}(k, y, x) = sm(y, x)$  которых указывают на центральные точки соответствующих контурных элементов, где  $K_C = K_P$ .

Шаг 6. Объединение равноудаленных центральных точек контурных элементов (рис. 1).

6.1. Инициализация счетчика  $r$  циклов ( $r = \overline{1, R_F}$ ), вектора  $P_R = \|p_R(z)\|_{(z=0, \overline{Z_R-1})}$  номеров циклов, вектора  $P_K = \|p_K(z)\|_{(z=0, \overline{Z_R-1})}$  номеров циклов и указателя  $z$  на число значимых элементов в векторе  $P_R$ :  $r \leftarrow 1$ ;  $p_R(z) \leftarrow 0$ ,  $p_K(z) \leftarrow 0$  при  $z = \overline{0, Z_R-1}$ ;  $z \leftarrow 0$ , где  $R_F$  – максимальный номер цикла (выбирается исходя из наибольшего масштаба текстуры на изображении  $I$ );  $Z_R = K_C R_F$  – число элементов вектора  $P_R$ .

6.2. Начало цикла объединения равноудаленных центральных точек контурных элементов.

Выращивание областей вокруг центральных точек контурных элементов. Формируется множество  $\{P_{FB}(k, r)\}_{(k=1, \overline{K_C})}$  плоскостей выращивания областей  $P_{FB}(k) = \|p_{FB}(k, r, y, x)\|_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$ , ненулевые элементы которых сосредоточены в квадратах размером  $(2r+1) \times (2r+1)$ , образованных элементами  $p_{FB}(k, r, y+j, x+i) = p_{PB}(k, y, x)$  вокруг проекций ненулевых элементов  $p_{PB}(k, y, x)$ , где  $j = \overline{-r, r}$ ,  $i = \overline{-r, r}$ .

6.3. Поиск пересекающихся смежных областей. На множестве  $\{P_{FB}(k, r)\}_{(k=1, \overline{K_C})}$  плоскостей выращивания областей определяются выращенные области, элементы которых граничат с элементами смежных квадратных областей. Если число смежных областей более 6 (число элементов в пересекающихся смежных областях превышает значение  $6(2r+1)^2$ ), центры таких областей переносятся в новые плоскости  $P_X(m, r) = \|p_X(m, r, y, x)\|_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$  пересекающихся смежных областей, образующие множество  $\{P_X(m, r)\}_{(m=1, \overline{M_X(r)})}$ , соответствующие центры в точечных плоскостях  $P_{PB}(k)$  обнуляются, фиксируется значение номера  $r$  цикла в векторе  $P_R$ , фиксируется значение  $k$  класса в векторе  $P_K$  и увеличивается значение счетчика  $z$  элементов в векторе  $P_R$  ( $p_R(z) \leftarrow r$ ,  $p_K(z) \leftarrow r$ ,  $z \leftarrow z+1$ ), где  $M_X(r)$  – число матриц пересекающихся смежных областей.

6.4. Расширение множества  $\{P_{PB}(k)\}_{(k=1, \overline{K_C-1})}$  точечных плоскостей за счет добавления  $M_X(r)$  плоскостей  $P_X(m, r)$  выращивания областей ( $m = \overline{1, M_X(r)}$ ,  $K_C = K_C + M_X(r)$ ).

6.5. Окончание цикла объединения равноудаленных центральных точек контурных элементов. Значение счетчика  $r$  циклов увеличивается на единицу ( $r = r+1$ ) и сравнивается со значением  $R_F$  максимального номера цикла. Если  $r \leq R_F$ , то осуществляется переход к началу цикла на шаг 6.2. Если  $r > R_F$ , то осуществляется выход из цикла.

Шаг 7. Формирование множества бинарных плоскостей пересекающихся областей. Формируется множество  $\{P_{XB}(k)\}_{(k=1, \overline{K_C - K_P})}$  бинарных плоскостей  $P_{XB}(k) = \parallel p_{XB}(k, y, x) \parallel_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$  пересекающихся областей, единичные элементы которых сосредоточены в квадратах размером  $(2p_R(k-1)+1) \times (2p_R(k-1)+1)$  вокруг проекций ненулевых элементов  $p_{PB}(k+K_P, y, x)$  при  $k = 1, \overline{K_C - K_P}$ .

Шаг 8. Дополнение множества бинарных плоскостей пересекающихся областей непериодическими текстурными элементами. Множество  $\{P_{XB}(k)\}_{(k=1, \overline{K_C - K_P})}$  бинарных плоскостей  $P_{XB}(k) = \parallel p_{XB}(k, y, x) \parallel_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$  пересекающихся областей дополняется единичными квадратами размерами  $(2(p_R(k-1)+z)+1) \times (2(p_R(k-1)+z)+1)$  вокруг проекций ненулевых элементов  $p_{PB}(p_K(k), y, x)$  при  $k = 1, \overline{K_C - K_P}$ ,  $z = \overline{-\Delta_X, \Delta_X}$ , если эти элементы  $p_{PB}(p_K(k), y, x)$  находятся в пределах  $p_R(k)+z$  от проекции какого-либо ненулевого элемента  $p_{PB}(k+K_P, j, i)$ , где  $z$  – индекс изменения размера текстурной маски,  $\Delta_X$  – предельное отклонение размера текстурной маски, определяющее степень непериодичности текстуры.

Шаг 9. Преобразование множества бинарных плоскостей пересекающихся областей в результирующую матрицу сегментации. На основе множества  $\{P_{XB}(k)\}_{(k=1, \overline{K_C - K_P})}$  бинарных плоскостей пересекающихся областей формируется результирующая матрица  $SM_R = \parallel sm_R(y, x) \parallel_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$  сегментации, значения элементов которой формируются с помощью выражения  $sm_R(y, x) \leftarrow \sum_{k=1}^{K_C - K_P} (p_{XB}(k, y, x) 2^{k-1})$ , при  $y = 0, \overline{Y-1}, x = 0, \overline{X-1}$ .



Рис. 1. Объединение равноудаленных центральных точек контурных элементов

## Оценка эффективности текстурной сегментации изображений

Произведена оценка эффективности разработанного метода текстурной сегментации изображений на основе геометрической классификации и оценки плотности контурных элементов в сравнении с методами текстурной сегментации изображений на основе энергетических карт [1, 2] и классификации контурных элементов и логического сложения классов [4]. В качестве критериев эффективности использованы время и среднеквадратическая ошибка сегментации. Для получения объективной оценки точности сегментации использованы тестовые изображения, содержащие по две периодических текстуры (рис. 2, *a, д, з, л, п, у*), граница между которыми проходит строго по середине изображения. На рис. 2 приведены результаты сегментации тестовых изображений с помощью рассматриваемых трех методов. Как следует из рис. 2, ошибки разделения текстурных областей с помощью методов сегментации на основе геометрической классификации и оценки плотности контурных элементов и на основе классификации контурных элементов и логического сложения классов группируются вблизи границы областей. Метод текстурной сегментации на основе энергетических карт имеет ошибки не только вблизи границы, но и на самих сегментах. Особенно плохо данным методом выделяются области, содержащие длинные линии.

В табл. 2 приведены значения среднеквадратической ошибки и времени сегментации для каждого тестового изображения. Из табл. 2 следует, что использование разработанного метода на основе геометрической классификации и оценки плотности контурных элементов позволяет уменьшить среднеквадратическую ошибку сегментации в сравнении с методами на основе энергетических карт и классификации контурных элементов и логического сложения классов в 18 и 4 раза соответственно с усреднением по тестовым изображениям. Это достигается за счет увеличения вычислительной сложности разработанного метода и проявляется в увеличении времени сегментации с ростом текстурной плотности. Проигрыш во времени сегментации по сравнению с методом на основе энергетических карт составляет 20 раз с усреднением по тестовым изображениям. Разработанный метод уступает в скорости методу сегментации на основе классификации контурных элементов и логического сложения классов только на тестовых изображениях, содержащих текстуры с высокой плотностью (проигрыш составляет в среднем 1,8 раза).

Таблица 2. Значения ошибок и время текстурной сегментации тестовых изображений

Изображение	Метод		
	Сегментация текстурных изображений на основе классификации контурных элементов и логического сложения классов	Предложенный метод	Энергетические карты
<b>Ошибка текстурной сегментации тестовых изображений</b>			
Клякса; Длинная линия	0,0814	0	0,2555
Длинная линия; Пятно	0,0501	0,0104	0,2753
Клякса; Точка	0,0108	0	0,0475
Точка; Короткая линия	0,0344	0,0050	0,1003
Длинная линия; Точка	0,0499	0,0283	0,0386
Клякса; Пятно	0,0163	0,0051	0,1231
<b>Время текстурной сегментации тестовых изображений</b>			
Клякса; Длинная линия	10,6111	4,7793	1,7508
Длинная линия; Пятно	18,9848	12,8403	1,7606
Клякса; Точка	11,8558	15,1225	1,7458
Точка; Короткая линия	49,0853	129,473	1,7128
Длинная линия; Точка	18,1134	26,2915	2,0779
Клякса; Пятно	24,9491	21,5660	2,21700

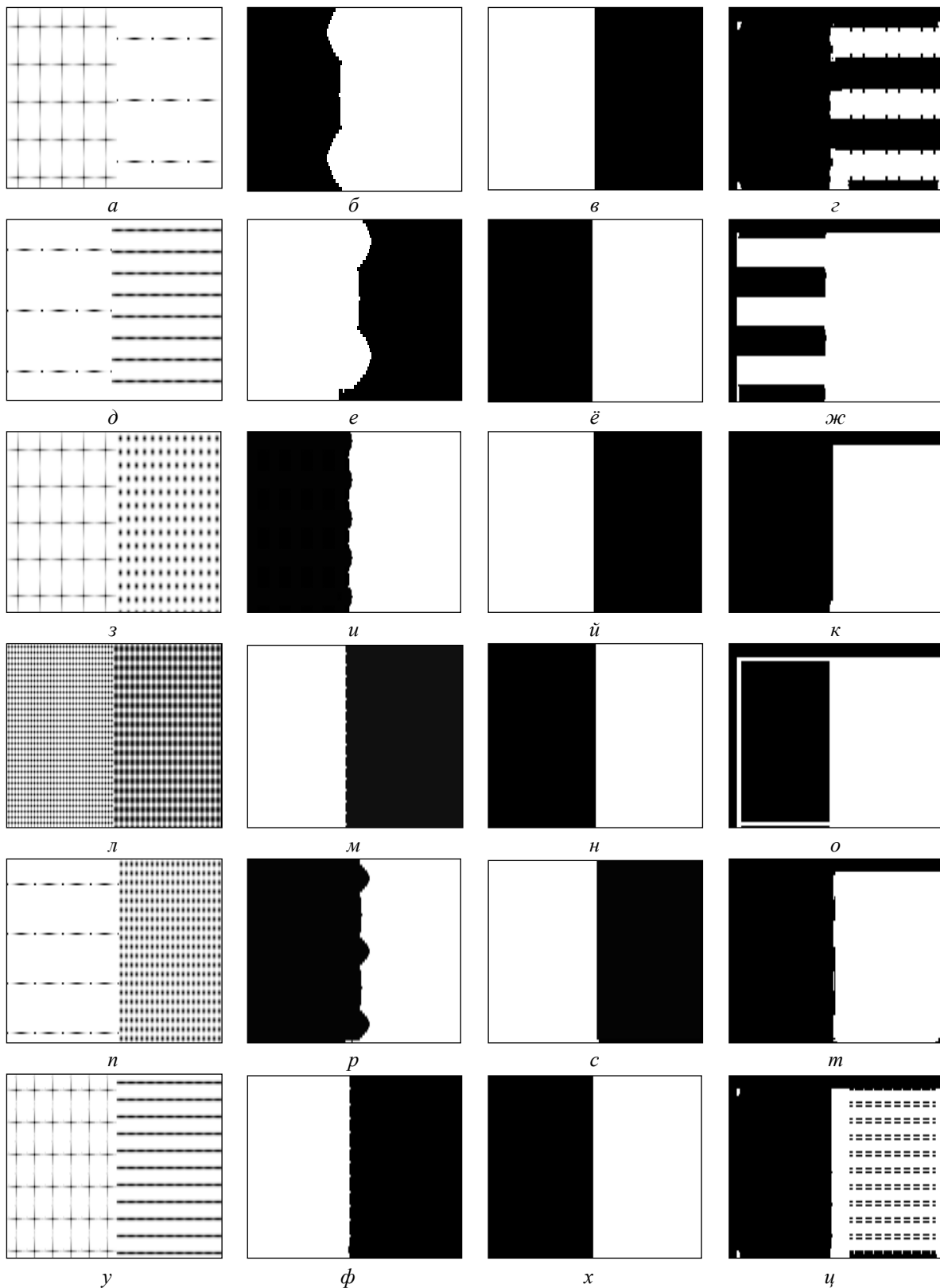


Рис. 2. Тестовые изображения и результаты текстурной сегментации: *а, д, з, л, у* – тестовые изображения; *б, е, и, м, р, ф* – сегментация текстурных изображений на основе классификации контурных элементов и логического сложения классов; *в, ё, й, н, с, х* – сегментация предложенным методом; *г, ж, к, о, т, ц* – сегментация с помощью энергетической карты

## Заключение

Разработан метод текстурной сегментации изображений на основе геометрической классификации и оценки плотности контурных элементов. Показано, что в сравнении с методом на основе энергетических карт разработанный метод обеспечивает уменьшение среднеквадратической ошибки в 18 раз за счет повышения вычислительной сложности, приводящего к увеличению времени сегментации в 20 раз.

## ISOLATION OF TEXTURAL IMAGE REGION BASED ON GEOMETRIC CLASSIFICATION AND ASSESSMENT DENSITY OF CONTOUR ELEMENTS

H.M. ALZAKKI, V.Yu. TSVIATKOU

### Abstract

A method of texture image segmentation based on geometric classification and assessment density of contour elements is proposed. The efficiency of this method compared with the method based on the energy map is shown.

*Keywords:* textural image segmentation, classification contour elements, assessment density of contour elements.

### Список литературы

1. *Lee D-Ch., Shchenk T.* // A Collection of Papers Presented At the XVII Congress of ISPRS. 1992. №48. P. 75-80.
2. *Ertuğrul Ö.* // International Journal of Intelligent Information Systems. 2014. Vol. 3. №2. P. 13-18.
3. *Jithendra M., Serge B., Thomas L. et. al* // International Journal of Computer. 2001. №43(1). P. 7-27.
4. *Конопелько В.К., Касанин С.Н., Цветков В.Ю. и др.* // Веснік Сувязі. 2016. №1(135). P. 48-52.
5. *Shrivakshan G., Chandrasekar C.* // IJCSI International Journal of Computer Science Issues. 2012. Vol. 9. №1. P. 269-276.
6. *Rahman khan A., Thakur K.* // International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering. 2012. Vol. 2. P. 245-250.



УДК 621.391.14

## МАЖОРИТАРНОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ ЦИКЛИЧЕСКИХ КОДОВ ПРИ МЯГКОМ ПРИНЯТИИ РЕШЕНИЯ НА ВЫХОДЕ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛА СВЯЗИ

Е.Г. МАКЕЙЧИК, А.И. КОРОЛЁВ, В.К. КОНОПЕЛЬКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 22 октября 2016

Предложен метод мажоритарного декодирования циклических кодов, корректирующих независимые (случайные) ошибки при квантовании на восемь уровней выходных сигналов демодулятора ФМ-2. Обоснованы количество уровней и равномерный шаг квантования выходных сигналов дискретного канала связи. Выполнено моделирование корректирующей способности алгоритма мягкого (квантованного) мажоритарного декодера циклического кода в канале связи с вероятностью канальной ошибки  $P = 10^{-2} - 10^{-4}$ . Установлено, что алгоритм мягкого (квантованного) мажоритарного декодера циклического кода Хэмминга с параметрами (7;3;4) обеспечивает дополнительное увеличение энергетического выигрыша кодирования порядка 0,3-0,7 дБ по сравнению с алгоритмом жесткого (неквантованного) мажоритарного декодирования.

*Ключевые слова:* дискретный канал связи, циклический код, мажоритарный декодер, алгоритм, кратность ошибок.

### Введение

Известно [1-4], что алгоритм мажоритарного декодирования циклических кодов обеспечивает коррекцию ошибок кратности  $t_{\text{исп}} \leq \frac{\mu}{2} + 1$  двоичных символов (битов) ( $\mu$  – количество проверочных уравнений при жестком (неквантованном) принятии решения на выходе дискретного канала связи (ДКС) и при наличии в канале связи АБГШ (аддитивного белого гауссового шума). Достоинством мажоритарного алгоритма декодирования при жестком принятии решения на выходе дискретного канала связи является минимальная сложность реализации декодирующего устройства. Однако, в соответствии с [1-4] использование при декодировании помехоустойчивых кодов двоичных символов жесткого (квантованного на 2 уровня) принятия решения на выходе дискретного канала связи приводит к уменьшению энергетического выигрыша кодирования (ЭВК) на 2 дБ или к увеличению вероятности ошибочного декодирования в 1,8 раза по сравнению с использованием мягкого (квантованного) принятия решения на выходе дискретного канала связи. Следовательно использование при мажоритарном декодировании квантованных решений на выходе ДКС позволит обеспечить увеличение корректирующей способности циклических кодов.

На практике наибольшее применение получил способ квантования выходных сигналов демодулятора ДКС на  $Q = 8$  уровней. Выполним оценку корректирующей способности алгоритма мажоритарного декодирования циклических кодов при равномерном шаге квантования выходных сигналов демодулятора ДКС на восемь ( $Q = 8$ ) уровней.

## Метод мажоритарного декодирования циклических кодов при квантовании выходных сигналов демодулятора ДКС на восемь уровней

При оценке эффективности алгоритма мажоритарного декодирования циклических кодов (ЦК) принимается, что в канале связи присутствует АБГШ и квантование огибающей выходных сигналов демодулятора ФМ-2 осуществляется на 8 уровней ( $Q_2 = 8$ ) с равным шагом квантования [3, 4].

На рис. 1 приведены диаграммы представления выходных сигналов демодулятора ФМ-2 при квантовании на восемь уровней, а также соответствующие уровням весовые оценки декодируемых кодовых символов [1, 2].

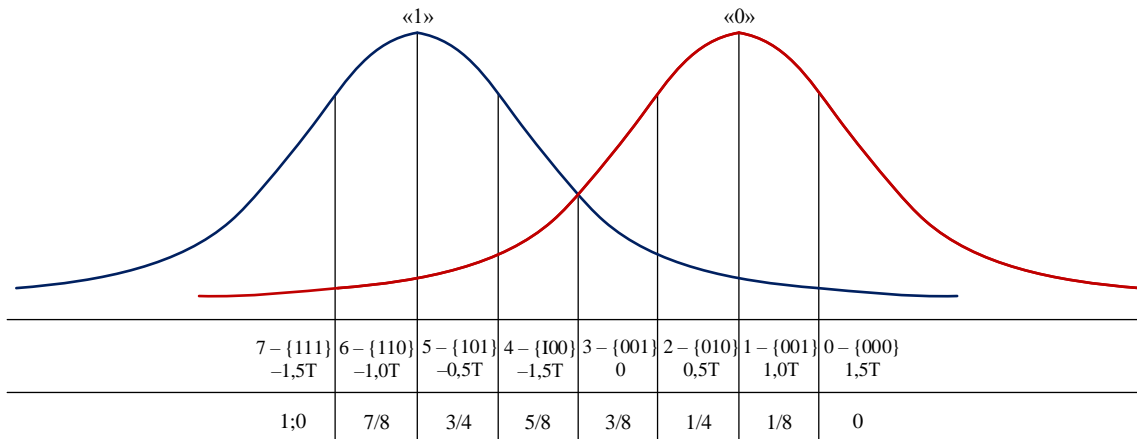


Рис. 1. Диаграммы, поясняющие принцип квантования огибающих сигналов демодулятора ФМ-2 на восемь уровней и их весовые оценки

Так как число уровней квантования восемь (0; 1; 2; 3; 4; 5; 6; 7), то каждый детектированный сигнал демодулятора ФМ-2 представляется  $N = \log_2 8 = 3$  двоичными символами (битами): 0 – {000}, 1 – {001}, 2 – {010}, 3 – {011}, 4 – {100}, 5 – {101}, 6 – {110}, 7 – {111}. Фигурные скобки означают квантованное (мягкое или нежесткое) значение амплитуды огибающей сигнала демодулятора ФМ-2 [1-3].

На рис. 2 представлена обобщенная структурная схема мажоритарного декодера ЦК с нежестким принятием решения на выходе демодулятора ДКС с ФМ-2.

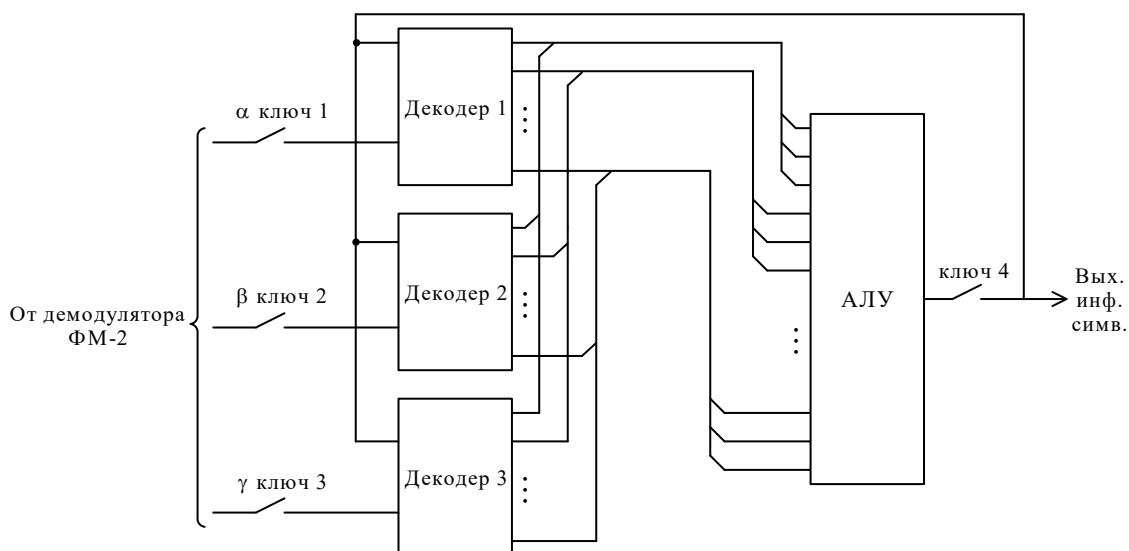


Рис. 2. Обобщенная структурная схема мажоритарного декодера ЦК при квантовании выходных сигналов демодулятора ФМ-2 на восемь уровней: АЛУ – арифметически-логическое устройство;

{ $\alpha$ ;  $\beta$ ;  $\gamma$ } – квантованные значения кодовых символов

Старший разряд ( $\alpha$ ) квантованного детектированного сигнала демодулятора ФМ-2 ДКС определяет полярность (знак) принятых кодовых символов, а два других разряда ( $\beta; \gamma$ ) характеризуют надежность принятия кодовых символов. Каждый уровень квантованного ФМ-сигнала демодулятора характеризуется весом надежности приема кодового символа. Максимальные веса надежности имеют нулевой и седьмой уровни квантования, т.е.  $0 - \{000\}$  и  $7 - \{111\}$ , которые характеризуют прием с высокой надежностью соответственно нулевых и ненулевых кодовых символов принятой кодовой последовательности. Таким образом, уровни квантования имеют следующие веса надежности:  $0 - \{000\}$  – надежного нулевого двоичного символа;  $3 - \{011\}$  – ненадежного нулевого двоичного символа (вес  $-1$ );  $4 - \{100\}$  – ненадежного ненулевого двоичного символа (вес  $+1$ ), а остальные значения уровней квантования определяют надежность приема соответственно нулевых и ненулевых двоичных символов выше, чем уровни 3 и 4.

Квантованные кодовые символы  $\{\alpha; \beta; \gamma\}$  с выхода демодулятора ФМ-2 поступают через ключи управления (ключ 1-3) на входы соответствующих мажоритарных декодеров (декодер 1-3) (рис. 2) или на входы соответствующих каналов мажоритарного декодирования. Первый (верхний) декодер формирует систему отдельных проверочных уравнений на основе использования двоичных символов  $\alpha$  квантованных значений ФМ-сигналов, а два других декодера формируют системы отдельных проверочных уравнений на основе использования двоичных символов  $\beta; \gamma$  и соответственно характеризуют надежность принятия кодовых символов. Результаты решения проверочных уравнений мажоритарного декодера ЦК представляются трехразрядным кодовым словом и поступают на соответствующие входы арифметическо-логического устройства (АЛУ), который принимает решение о знаке (полярности) декодируемого кодового символа. Решение АЛУ принимается на основе сравнения арифметической суммы  $s_{ар}$  весовых оценок сформированных проверочных уравнений с выбранным порогом ( $\Pi_{ар}$ ) АЛУ, который определяется также с учетом алгоритма квантованного декодирования кодовых символов ЦК и представляется в десятичной (цифровой) форме записи. АЛУ формирует полярность декодируемых информационных символов принятой кодовой последовательности по следующему правилу: если  $s_{ар} \geq \Pi_{ар}$ , то на выходе АЛУ формируется ненулевой информационный символ, т.е. «1» если же  $s_{ар} < \Pi_{ар}$ , то формируется нулевой информационный символ, т.е. «0».

Выбор величины порога при мягком (квантованном) принятии решения на выходе демодулятора ДКС выполняется по следующему правилу: если для коррекции  $t_{исп}$  ошибочных информационных символов при мажоритарном алгоритме декодирования и жестком (неквантованном) принятии решения на выходе демодулятора ДКС необходимо сформировать [1, 2]

$$\mu_{ж} \geq 2 \cdot t_{исп} + 1 \quad (1)$$

проверочных уравнений, а порог принятия решения выбирается по правилу

$$\Pi_{ж} \geq \frac{\mu}{2} + 1, \quad (2)$$

то при мягком принятии решения количество проверочных уравнений  $\mu_{нж}$  должно также рассматриваться в плане мягкого решения и в этом случае количество проверочных уравнений  $\mu_{нж} = (Q - 1) \cdot \mu_{ж}$ , где  $Q$  – количество уровней квантования. Величина  $\frac{(\mu_{нж} - 1)}{2}$ , представленная в десятичной форме записи, выбирается в качестве нежесткого порога [3, 4]:

$$\Pi_{нж} = \Pi_{ар} \geq \frac{\mu_{нж} - 1(2)}{2} = \frac{(Q - 1) \cdot d_0 - 1(2)}{2}. \quad (3)$$

Таким образом, если арифметическая сумма  $s_{ар}$  сформированных проверочных уравнений в их весовой оценке превысит величину порога принятия решения  $\Pi_{нж} = \Pi_{ар}$ , то на выход мажоритарного декодера с выхода АЛУ через открытый ключ 4 и закрытые ключи 1-3 поступит информационный символ с уровнем логической единицы, т.е. «1», а в противном случае выдается информационный символ с уровнем логического нуля, т.е. «0». Сформированные информационные символы с выхода АЛУ поступают также по цепи обратной связи на входы декодеров 1-3 для формирования в весовой оценке проверочных уравнений для принятия решения по полярности последующих информационных символов.

Корректирующая способность мажоритарного декодера ЦК при мягком (квантованном) принятии решения на выходе демодулятора ДКС составит  $t_{нж} \leq \frac{\mu_{нж} - 1}{2}$  ошибочных двоичных символов в их весовой оценке квантованных значений.

Рассмотрим работу мажоритарного декодера ЦК с параметрами  $(n; k; d_0) = (7; 3; 4)$ ,  $p(x) = x^4 + x^3 + x^2 + 1$  и проверочными уравнениями вида

$$\Pi = a_1 = \hat{a}_1, \Pi_1 = a_2 \oplus a_4, \Pi_2 = a_5 \oplus a_6 \text{ и } \Pi_3 = a_3 \oplus a_7,$$

где  $\oplus$  – знак суммирования двоичных символов по модулю два [1-3].

Принимаем, что при числе уровней квантования  $Q = 8$  в канал связи поступила кодовая последовательность, состоящая из нулевых двоичных символов, т.е.  $F(x) = b_1 b_2 b_3 b_4 b_5 b_6 b_7 = 0000000$ ,  $b_1 b_2 b_3$  – информационные символы, и  $b_4 - b_7$  – проверочные символы. В канале связи под воздействием шумов был искажен старший информационный символ, т.е.  $b_1 = 1$ , и кодовая последовательность имеет вид  $F'(x) = 1000000$ .

Определяем величину порога принятия решения о полярности декодируемого информационного символа при мягком (квантованном) принятии решения на выходе демодулятора ФМ-2 ДКС, используя выражение (3):

$$\Pi_{нж} = \Pi_{ар} = \frac{(Q-1) \cdot d_0 - 1(2)}{2} = \frac{(8-1) \cdot 4 - 2}{2} \geq 13. \quad (4)$$

После окончания процедуры квантования огибающей выходных сигналов ФМ-2 были сформированы следующие весовые оценки символов кодовой последовательности  $F'(x)$ :  $b_1 \rightarrow \{011\}$ ,  $b_2 \rightarrow \{010\}$ ,  $b_3 \rightarrow \{010\}$ ,  $b_4 \rightarrow \{110\}$ ,  $b_5 \rightarrow \{101\}$ ,  $b_6 \rightarrow \{100\}$ , и  $b_7 \rightarrow \{011\}$ . По окончании седьмого такта записи квантованных значений кодовых символов последовательности  $F'(x)$  будет определен результат решения проверочных уравнений, т.е. сформирована весовая оценка достоверности первого информационного символа. Арифметическая сумма весовых оценок проверочных уравнений декодируемого информационного символа будет равна  $s_{ар} = \{011\} \oplus (\{010\} \oplus \{110\}) \oplus (\{101\} \oplus \{100\}) \oplus (\{001\} \oplus \{011\}) = 3 + 4 + 1 + 2 = 10$ , что меньше установленного в АЛУ порога. АЛУ сформирует информационный символ с уровнем логического нуля, т.е. ошибочный информационный символ будет скорректирован. Аналогичным способом будут декодированы последующие информационные символы.

В таблице приведены значения средней вероятности ошибочного декодирования мажоритарного декодера ЦК с параметрами  $(7; 3; 4)$  и энергетический выигрыш декодирования (ЭВК) в канале связи с квантованием выходных сигналов демодулятора ФМ-2 на восемь уровней.

**Результаты сравнительного анализа эффективности алгоритмов мягкого и жесткого мажоритарного декодирования циклических кодов**

Параметры циклического кода	Исходная вероятность ошибок $P_k$ в канале связи				
	$5 \cdot 10^{-2}$	$10^{-2}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-4}$
(7;3;4)	$8 \cdot 10^{-3}$	$10^{-3}$	$4,3 \cdot 10^{-4}$	$5,7 \cdot 10^{-5}$	$7,4 \cdot 10^{-6}$
ЭВК мягкое мажоритарное декодирование	1,43	1,76	2,05	2,38	2,57
ЭВК жесткое мажоритарное декодирование	1,12	1,43	1,65	1,83	1,87

**Заключение**

Из результатов моделирования работы мажоритарного декодера ЦК следует, что использование мягкого (квантованного) алгоритма мажоритарного декодирования ЦК обеспечивает дополнительное увеличение энергетического выигрыша кодирования на 0,3-0,7 дБ (при  $P_k = 5 \cdot 10^{-3} - 5 \cdot 10^{-4}$ ) по отношению к ЭВК при жестком принятии решения на выходе демодулятора ФМ-2.

**MAJORITY DECODING OF CYCLIC CODES WITH A SOFT DECISION OUTPUT  
DIGITAL COMMUNICATION CHANNEL**

E.G. MAKEICHIK, A.I. KOROLEV, V.K. KANAPELKA

**Abstract**

A method for majority decoding cyclic codes correcting independent (random) error in the quantization of eight output levels demodulator FM-2 is presented. A reasonable number of levels and a uniform quantization step output of the discrete channel signals are justified. The modeling algorithm correcting ability of soft (quantized) majority decoder cyclic code in the communication channel with the channel error  $P = 10^{-2} - 10^{-4}$  is given. It is established that the algorithm of soft (quantized) majority decoder cyclic Hamming code with parameters (7;3;4) provides additional magnification power of winning the encoding order of 0,3-0,7 dB compared with the algorithm of the hard (unquantized) majority decoding.

*Keywords:* discrete communication channel, cyclic code, majority decoder, algorithm, error multiplicity.

**Список литературы**

1. Витерби А., Омура Дж. Принципы цифровой связи и кодирования. Минск, 1982.
2. Кларк Дж. мл., Кейн Дж. Кодирование с использованием ошибок в системах цифровой связи. Минск, 1987.
3. Портной С.Л. // Тр. НИИР. 1981. №4. С. 44-54.
4. Королев А.И. Модифицированные алгоритмы порогового декодирования сверточных кодов. Минск, 1997.

УДК 004.932.2

## АВТОМАТИЧЕСКОЕ ТЕСТИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ СОПРОВОЖДЕНИЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ВИДЕОПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

К.А. ВОЛКОВ, В.О. ЛАНДЕНОК, С.С. ЗАЙЦЕВ,  
Х.М. КАРБАЛАИ САЛЕХ, М.Б.М. МАХММУД

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

*Поступила в редакцию 30 ноября 2016*

Рассмотрены вопросы тестирования алгоритмов сопровождения объектов на видеопоследовательности. Предложен метод автоматической оценки результатов работы алгоритма сопровождения. Разработано программное обеспечение для автоматического тестирования алгоритмов сопровождения.

*Ключевые слова:* сопровождение подвижных объектов, алгоритм, тестирование.

### Введение

Алгоритмы сопровождения подвижных объектов (АСПО) находят широкое применения в различных областях, связанных с автоматической и автоматизированной обработкой видеоизображений [1], таких как видеонаблюдение, системы управления движением наземных и летательных аппаратов, техническое зрение промышленных роботов, киноиндустрия и др. Разнообразие решаемых прикладных задач обуславливает сильную вариацию исходных видеоданных по частоте кадров, цветности, динамическому диапазону, размеру изображения, наличию и типу помех, что не позволяет создать единый универсальный АСПО [2, 3]. В настоящее время разработано значительное число методов и алгоритмов сопровождения объектов, основанных на сегментации, выделении ключевых точек, нахождении контуров, построении яркостных и цветовых диаграмм, корреляции блоков изображения, формировании ковариационных матриц, вычислении оптического потока, а также использующих различные комбинации данных подходов [3-5]. Основная сложность выбора одного из существующих алгоритмов в качестве готового решения или прототипа для разработки конкретного прикладного программно-аппаратного продукта заключается в том, что визуальная оценка качества работы алгоритма субъективна, трудоемка и не всегда репрезентативна из-за значительных объемов тестовых видеозаписей. Аналогичные недостатки визуальной оценки алгоритма сопровождения проявляются и в итерационном процессе разработки и отладки, а также при приемо-сдаточных испытаниях. В работе предлагается метод автоматического тестирования программных реализаций АСПО с использованием набора тестовых видеозаписей.

### Оценка работы алгоритма сопровождения

Автоматическое сопровождение объекта используется для определения его координат на кадрах видеопоследовательности с последующим расчетом производных величин, таких как пространственные координаты, скорость, направление движения и др. Полученные результаты в дальнейшем могут быть использованы в системах управления или системах принятия решений более высокого уровня. Соответственно, идеальным случаем работы АСПО является достоверное обнаружение объекта на каждом кадре, что обычно недостижимо на практике в силу специфических недостатков используемых алгоритмов или наличия объективных причин, та-

ких как ограниченные видимость или обзорность наблюдаемого пространства, наличие помех и искажений при фиксации, кодировании или передаче видеопоследовательности [1, 5]. Вместе с тем, использование методов предсказания и фильтрации координат объекта при постобработке выходных данных АСПО позволяет частично нивелировать ложное нахождение объекта в кадре или невозможность его нахождения. В работе предлагается использовать количественную оценку подобных ошибок при работе алгоритма сопровождения на тестовых видеозаписях, что позволит судить о его применимости для использования в конкретной программно-аппаратной системе [6-8].

Ошибка первого рода [8], или ложное определение координат, детектируется в кадре в том случае, если расхождение между тестируемыми и проверочными координатами превышает величины  $\sigma$ , или если найдены тестируемые координаты при неопределенных проверочных. Данный тип ошибки на  $i$ -м ( $i \in \{1, N\}$ ) кадре может быть определен по формуле

$$E_i^1 = \begin{cases} 1: (\|T_i^M - T_i^A\| \geq \sigma \cap T_i^M \neq T^{MISS} \cap T_i^A \neq T^{MISS}) \cup (T_i^M = T^{MISS} \cap T_i^A \neq T^{MISS}) \\ 0: (\|T_i^M - T_i^A\| < \sigma \cap T_i^M \neq T^{MISS} \cap T_i^A \neq T^{MISS}) \cup (T_i^M = T^{MISS} \cap T_i^A = T^{MISS}) \end{cases},$$

где  $N$  – количество кадров на тестовой видеозаписи;  $T_i^M$  – проверочные координаты центра объекта на  $i$ -ом кадре (в пикселях), введенные вручную;  $T_i^A$  – тестируемые координаты центра объекта на  $i$ -ом кадре (в пикселях), полученные в результате работы алгоритма сопровождения;  $\sigma$  – допустимое расхождение тестируемых и проверочных координат центра объекта (в пикселях);  $T^{MISS} = (-1, -1)$  – условное обозначение координат объекта, который отсутствует в кадре.

Ошибка второго рода [8], или потеря объекта, детектируется в кадре в том случае, если тестируемые координаты не найдены при определенных проверочных. Данный тип ошибки на  $i$ -ом кадре может быть определен по формуле

$$E_i^2 = \begin{cases} 1: (T_i^M \neq T^{MISS} \cap T_i^A = T^{MISS}) \\ 0: (T_i^M = T^{MISS} \cup T_i^A \neq T^{MISS}) \end{cases}.$$

Для оценки качества работы алгоритма сопровождения на видеопоследовательности предлагается использовать такие практически значимые параметры, как количество идущих подряд ошибок (первого и второго рода) и количество ошибок за интервал времени [9].

Присутствие объекта на видеопоследовательности из  $m$  кадров, в каждом из которых содержится ошибка первого или второго рода, может быть определено по формулам

$$E_m^{SEQ1} = \begin{cases} 1: \max_{k=1, N-m+1} \left( \sum_{i=k}^{k+m} E_i^1 \right) = m \\ 0: \max_{k=1, N-m+1} \left( \sum_{i=k}^{k+m} E_i^1 \right) < m \end{cases}, \quad E_m^{SEQ2} = \begin{cases} 1: \max_{k=1, N-m+1} \left( \sum_{i=k}^{k+m} E_i^2 \right) = m \\ 0: \max_{k=1, N-m+1} \left( \sum_{i=k}^{k+m} E_i^2 \right) < m \end{cases}.$$

Присутствие на тестовой видеозаписи последовательности из  $t$  кадров, такой что не менее чем на  $p$  кадрах содержится ошибка первого или второго рода, может быть определено по формулам

$$E_{t,p}^{CNT1} = \begin{cases} \max_{k=1, N-t+1} \left( \sum_{i=k}^{k+t} E_i^1 \right) \geq p \\ \max_{k=1, N-t+1} \left( \sum_{i=k}^{k+t} E_i^1 \right) < p \end{cases}, \quad E_{t,p}^{CNT2} = \begin{cases} \max_{k=1, N-t+1} \left( \sum_{i=k}^{k+t} E_i^2 \right) \geq p \\ \max_{k=1, N-t+1} \left( \sum_{i=k}^{k+t} E_i^2 \right) < p \end{cases}.$$

Заметим также, что при  $p = t = m$  справедливы равенства  $E_m^{SEQ1} = E_{t,p}^{CNT1}$  и  $E_m^{SEQ2} = E_{t,p}^{CNT2}$ .

В качестве метрики, определяющей возможность использования исследуемого алгоритма сопровождения для видеоданных, сходных с представленными на тестовой видеозаписи, предлагается использовать следующую формулу

$$R = \sum_{i=1}^N \sum_{p=1}^I R_{i,p}^{CNT1} E_{i,p}^{CNT1} + \sum_{i=1}^N \sum_{p=1}^I R_{i,p}^{CNT2} E_{i,p}^{CNT2},$$

где  $R_{i,p}^{CNT1}$  и  $R_{i,p}^{CNT2}$  – весовые коэффициенты, подобранные таким образом, что величина  $R < 1$ , если исследуемый алгоритм успешно прошел тестирование и может быть использован для практического применения, и  $R \geq 1$  – в противном случае.

### Автоматическое тестирование алгоритма сопровождения

В работе предлагается метод автоматического тестирования АСПО [7, 8], который включает в себя следующие шаги.

Шаг 1. Для проведения тестирования выбираются видеозаписи, являющиеся наиболее репрезентативными для области применения АСПО.

Шаг 2. В каждом кадре видеозаписи вручную маркируется центр сопровождаемого объекта или указывается, что объект на изображении отсутствует.

Шаг 3. Для первого кадра видеозаписи осуществляется захват объекта (в указанных на предыдущем шаге координатах) с использованием тестируемого алгоритма.

Шаг 4. На следующем кадре видеозаписи осуществляется автоматический поиск объекта с использованием тестируемого алгоритма и обновляется метрика  $R$ .

Шаг 5. Если  $R < 1$  и не достигнут конец видеозаписи – переход к шагу 4, иначе выводятся результаты тестирования  $\{E_i^1\}$ ,  $\{E_i^2\}$ ,  $E_m^{SEQ1}$ ,  $E_m^{SEQ2}$ ,  $E_{i,p}^{CNT1}$ ,  $E_{i,p}^{CNT2}$ ,  $R$ .

Для реализации предложенного метода тестирования разработано программное обеспечение, структурная схема которого представлена на рис. 1. В Блоке 1 тестовые видеозаписи хранятся в виде AVI-файлов длительностью 1000-3000 кадров, что позволяет получить достоверный результат за короткое время тестирования. В Блоке 2 осуществляется ручное маркирование координат центров сопровождаемых объектов на тестовых видеозаписях (рис. 2). Результаты маркирования сохраняются в виде XML файлов в Блоке 3. Блок 4 использует тестовые видеозаписи из Блока 2 и информацию о расположении объекта в кадре из Блока 3 для тестирования работы функций захвата и поиска Блока 5. Параметры тестирования для вычисления оценочной функции передаются в Блок 4 из Блока 6. Блок 5 содержит тестируемый алгоритм и реализуется в виде внешней подключаемой библиотеки, в которой доступны функции, представленные в таблице. Блок 4 покадрово передает видеопоследовательность в Блок 5, анализирует получаемый результат, сравнивая его с эталонным, вычисляет метрики и передает их в Блок 6 для визуализации. Для ускорения процесса тестирования Блоки 2, 3, 4, 5 могут быть представлены в нескольких экземплярах, работающих параллельно с различными тестовыми видеозаписями. Это позволяет сократить время тестирования для одной ЭВМ в 3-7 раз (в зависимости от размера видеозаписи и быстродействия дисковой системы и процессора), а для кластера – еще более, практически пропорционально числу используемых ЭВМ.



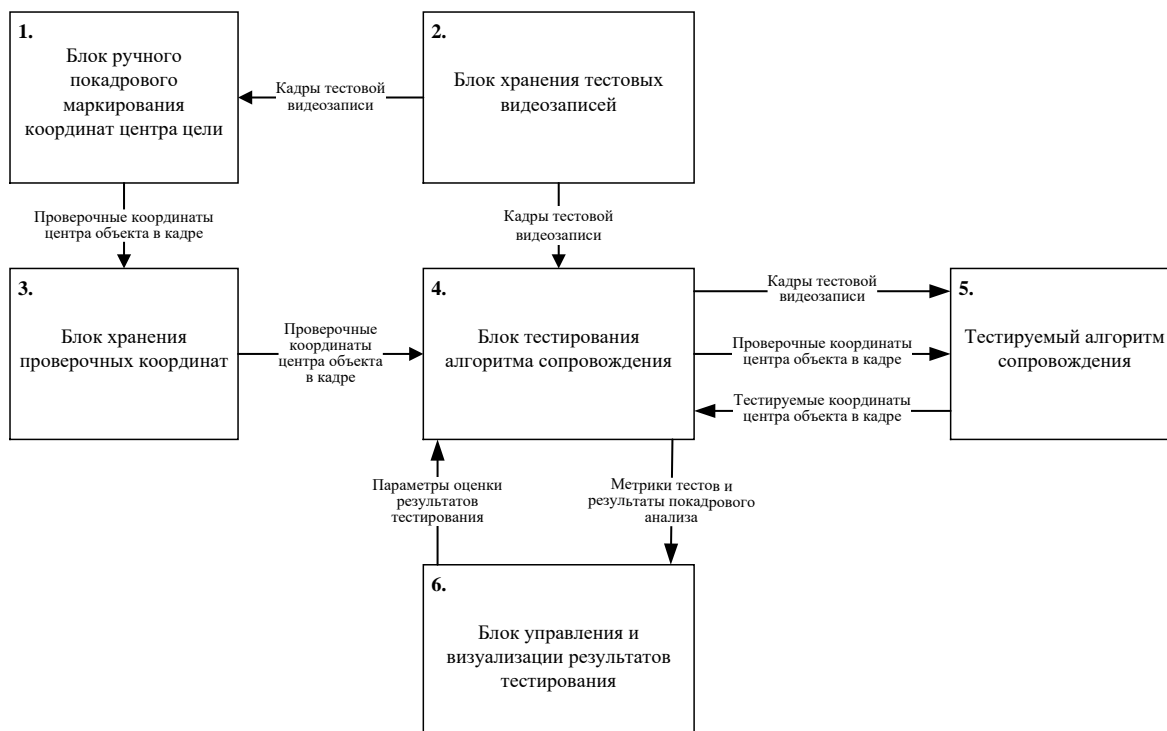


Рис. 1. Структурная схема программного обеспечения для тестирования алгоритмов сопровождения



Рис. 2. Пользовательский интерфейс блока ручного маркирования координат центра цели

Программное обеспечение для автоматического тестирования АСПО реализовано на языке C++, для организации пользовательского интерфейса и доступа к видеоданным используется фреймворк Qt 5.7. Основные функции программного интерфейса автоматического сопровождения объектов приведены в таблице.

### Программный интерфейс блока автоматического сопровождения объектов

Функция	Параметр	Тип	Описание
<b>SetFrame</b>		void	Инициализация очередного кадра видеопоследовательности
	frameData	char*	Указатель на начало растровых данных изображения
	frameWidth	int	Ширина изображения (в пикселях)
	frameHeight	int	Высота изображения (в пикселях)
<b>LockObject</b>		void	Захват объекта в кадре
	screenCoord	Point	Координаты объекта в кадре (в пикселях)
<b>DropObject</b>		void	Прекращение сопровождения объекта
<b>FindObject</b>		Point	Поиск объекта в кадре. Результат – координаты объекта в кадре (в пикселях) или (-1, -1), если объект не найден

### Заключение

Предложенный в работе метод автоматического тестирования алгоритмов сопровождения подвижных объектов показал свою высокую эффективность при использовании в процессе разработки программного обеспечения для систем видеонаблюдения и управления движением БЛА. Автоматический анализ результатов сопровождения позволил отказаться от визуального анализа и за счет этого значительно сократить время выполнения и повысить объективность итерационных процедур выбора прототипов и настройки внутренних параметров разрабатываемых алгоритмов.

## AUTOMATIC TESTING OF MOVING OBJECTS TRACKING ALGORITHMS ON THE VIDEO

K.A. VOLKOV, U.A. LANDZENOK, S.S. ZAITSEV,  
H.M. KARBALAEI SALEH, M.B.M MAHMOOD

### Abstract

The problems of object tracking algorithms testing on the video were considered. A method for automatic evaluation of the results of the tracking algorithm was offered. Software for automatic testing of tracking algorithm was developed.

*Keywords:* moving objects tracking, algorithm, testing.

### Список литературы

1. Amit Y. 2D Object Detection and Recognition: models, algorithms and networks. The MIT Press, 2002.
2. Bradski G., Kaehler A. Learning OpenCV Computer Vision with OpenCV Library. O' Reilly Media Publishers, 2008.
3. Baggio D., Escriva D., Mahmood N. et. al Mastering OpenCV with Practical Computer Vision Projects. Birmingham, 2012.
4. Gady A. Introduction to programming with OpenCV. Chicago, 2006.
5. Maggio E., Cavallaro A. Video Tracking: Theory and Practice. New York, 2011.
6. Канер К., Фолк Д., Нгуен Енг К. Тестирование программного обеспечения. Фундаментальные концепции менеджмента бизнес-приложений. К., 2001.
7. Синуцын С., Налютин Н. Верификация программного обеспечения. М., 2008.
8. Бейзер Б. Тестирование черного ящика. Технологии функционального тестирования программного обеспечения и систем. СПб, 2004.
9. Золотых Н., Кустикова В., Мееров И. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2012. №5-2. С. 347-357.

УДК 621.396.946

## МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОКАНАЛОВ СПУТНИКОВОГО МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ВЕЩАНИЯ

Э.Б. ЛИПКОВИЧ, В.А. КОВШИК, Е.А. ДОБРОВОЛЬСКИЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 14 октября 2016

Представлены аналитические модели расчета помехоустойчивости систем с многопозиционными видами модуляции и помехоустойчивого кодирования для проведения исследований эффективности спутниковых каналов мультимедийного вещания. Приведены результаты расчета информационной, спектральной и энергетической эффективностей систем при использовании реальных и идеализированных характеристик спутниковых каналов стандартов DVB-S/S2.

*Ключевые слова:* помехоустойчивое кодирование, многопозиционная модуляция, энергетическая, спектральная и информационная эффективность.

### Введение

Основными показателями спутниковых систем мультимедийного вещания являются информационная, спектральная и энергетическая эффективности, которые устанавливают меру использования полосы частот и мощности передачи. Поскольку спутниковый ресурс ограничен как по мощности, так и по полосе частот, то необходимы достаточно точные и простые математические модели расчета для проведения развернутых исследований. В статье представлены полученные соотношения помехоустойчивости систем с многопозиционными видами модуляции и кодированием, с помощью которых выполнены расчеты эффективности каналов стандартов DVB-S/S2.

Стандартом DVB-S [1] предусматривается квадратурная 4-позиционная фазовая модуляция (QPSK,  $m = 2$ ), помехоустойчивое кодирование с использованием внешнего укороченного блочного кода Рида-Соломона (РС) и внутреннего сверточного кода (СК), когерентная демодуляция ФМ-сигналов и двухступенчатое декодирование с дескремблированием и депережежением байт. Стандартом DVB-S2 [2] регламентируется внешнее кодирование кодом Боуза-Чоудхури-Хоквингема (BCH) и внутреннее – кодом с низкой плотностью проверок на четность (LDPC). Для организации многопрограммного вещания рекомендована QPSK и 8-позиционная фазовая модуляция (PSK-8,  $m = 3$ ), для проведения телерепортажей с мест событий на профессиональное оборудование приема – 16- и 32-позиционные виды амплитудно-фазовой модуляции (APSK-16,  $m = 4$  и APSK-32,  $m = 5$ ).

### Расчетные соотношения и исследования

Исходным показателем пропускной способности спутниковых систем мультимедийного вещания и числа транслируемых ТВ-программ по каналам DVB-S/S2 является информационная скорость передачи данных  $V_0$ , которая связана с удельной  $\gamma_0$  и символьной  $V_C$  скоростью передачи

$$V_0 = V_C \cdot \gamma_0 = \Delta f_K \cdot \gamma_0 / (1 + \alpha_{СК}), \text{ бит/с;} \quad (1)$$

$$\gamma_0^{\text{DVB-S}} = m \cdot R_{\text{PC}} \cdot R_{\text{СК}}, \text{ бит/симв}; \quad (2)$$

$$\gamma_0^{\text{DVB-S2}} = m \cdot R_{\text{ВСН}} \cdot R_L / (1 + 80/K_{\text{ВСН}})(1 + 90m/n_L), \text{ бит/симв}, \quad (3)$$

$$R_{\text{ВСН}} = 1 - 16t/n_L \cdot R_L; \quad K_{\text{ВСН}} = n_L \cdot R_L - 16t, \quad (4)$$

где  $\Delta f_k$  – ширина полосы канала, Гц;  $\alpha_{\text{СК}}$  – коэффициент скругления спектра фильтром Найквиста (фактор roll-off);  $R_{\text{PC}}$ ,  $R_{\text{СК}}$  – относительная скорость кода РС и СК;  $R_{\text{ВСН}}$ ,  $R_L$  – относительная скорость кода ВСН и LDPC;  $t$  – исправляющая способность кода ВСН;  $n_L$  – длина кодового слова, равная 64800 бит (базовый вариант) либо 16200 бит (усеченный вариант).

Возможное число ТВ-программ, транслируемых по спутниковому каналу при известной скорости данных на программу  $B_{\text{П}}$ , определяется по формуле

$$N_{\text{П}} = \text{int}(B_0/B_{\text{П}}). \quad (5)$$

В табл. 1 и 2 приведены рассчитанные значения  $\gamma_0$ ,  $B_0$ , и  $N_{\text{П}}$  для каналов стандарта DVB-S (модуляция QPSK;  $\alpha_{\text{СК}} = 1,3$ ;  $R_{\text{PC}} = 188/204$ ) и DVB-S2 (модуляция QPSK, PSK-8;  $\alpha_{\text{СК}} = 1,2$ ) при  $\Delta f_k = 36$  МГц. Принято, что средняя скорость на ТВ-программу с SD- и HD-разрешением и компрессией MPEG-4/H.264 AVC составляет 2,6 и 9,0 Мбит/с соответственно.

Таблица 1. Значения параметров для каналов DVB-S

$R_{\text{СК}}$	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
$\gamma_0$ , бит/симв	0,922	1,229	1,383	1,537	1,614
$B_0$ , Мбит/с	25,355	33,797	38,033	42,267	44,385
$N_{\text{П}}$ , SD/HD	10/3	13/4	15/4	16/5	17/5

Таблица 2. Значения параметров для каналов DVB-S2

$R_L$		1/2	3/5	2/3	3/4	4/5	5/6	8/9	9/10
$t$		12	12	10	12	12	10	8	8
QPSK	$\gamma_0$ , бит/симв	0,989	1,188	1,322	1,487	1,587	1,655	1,766	1,789
	$B_0$ , Мбит/с	29,67	35,65	39,67	44,62	47,62	49,64	52,99	53,66
	$N_{\text{П}}$ , SD/HD	11/3	14/4	15/4	17/5	18/5	19/6	20/6	21/6
PSK-8	$\gamma_0$ , бит/симв	-	1,780	1,980	2,228	-	2,478	2,646	2,679
	$B_0$ , Мбит/с	-	53,40	59,40	66,84	-	74,34	79,38	80,37
	$N_{\text{П}}$ , SD/HD	-	21/6	23/6	26/7	-	28/8	30/9	31/10

Из таблиц следует, что при равных кратностях  $t$  и кодовых скоростях ( $R_{\text{СК}} = R_L$ ) сравниваемых стандартов, рассчитанные значения выше при использовании DVB-S2, что связано с большими значениями  $R_{\text{ВСН}}$  по сравнению с  $R_{\text{PC}}$  и меньшими  $\alpha_{\text{СК}}$ . С переходом на PSK-8 рассчитанные показатели увеличиваются примерно в 1,5 раза. Сокращение избыточности в цифровом потоке (увеличение  $R_L$ ) повышает пропускную способность канала.

Соотношение между информационной скоростью  $B_0$  и предельной  $C$  по Шеннону определяет информационную эффективность каналов:

$$\eta_{\text{инф}} = B_0/C = 0,3 \cdot \gamma_C / \lg(1 + 10^{0,1 \cdot \Delta p_{\text{тр.эс}}}); \quad (6)$$

$$\gamma_C = (B_0/\Delta f_k) = \gamma_0 / (1 + \alpha_{\text{СК}}) = B_C \cdot R_{\text{К}} \cdot m / \Delta f_k, \text{ бит/с} \cdot \text{Гц}; \quad (7)$$

где  $\gamma_c$  – спектральная эффективность, бит/с·Гц;  $\rho_{\text{ТР.ЗС}}$  – требуемое отношение мощности несущей (ОНШ) к мощности шума на входе демодулятора приемной системы (ПС) при обеспечении заданной достоверности приема, дБ.

Величина  $\eta_{\text{ИНФ}}$  характеризует также соотношение между реальной  $\gamma_c$  и предельной  $\gamma_{\text{Ш}} = C/\Delta f_k$  по Шеннону спектральными эффективностями

$$\eta_{\text{ИНФ}} = \gamma_c / \gamma_{\text{Ш}} = \gamma_0 \cdot \Delta f_k / (1 + \alpha_{\text{СК}}) \cdot C. \quad (8)$$

Из приведенных соотношений (1)-(8) следует, что для повышения информационной эффективности каналов необходимо увеличивать кратность модуляции, использовать длинные коды для повышения кодовой скорости, снижать  $\alpha_{\text{СК}}$  и значения  $\rho_{\text{ТР.ЗС}}$ . Снижение  $\alpha_{\text{СК}}$  улучшает использование полосы канала для передачи данных, однако деформируется спектр сигнала и растет вероятность ошибок из-за межсимвольных искажений.

Величина  $\rho_{\text{ТР.ЗС}}$  определяет энергетическую эффективность (помехоустойчивость) системы и складывается из теоретического значения ОНШ  $\rho_{\text{ОК}}$ , при котором реализуется требуемая достоверность приема, и системного запаса в помехоустойчивости  $\Delta\rho_{\Sigma}$ :

$$\rho_{\text{ТР.ЗС}} = \rho_{\text{ОК}} + \Delta\rho_{\Sigma}, \text{ дБ}. \quad (9)$$

Обычно теоретические значения помехоустойчивости  $\rho_{\text{ОК}}$  для различных видов модуляции, способов кодирования и декодирования приводятся в виде табличных значений, полученных в результате компьютерного моделирования или экспериментальных исследований. Ниже для расчета помехоустойчивости приема сигналов стандарта DVB-S предлагаются достаточно простые аналитические соотношения, справедливые в широком диапазоне вероятности ошибок:

$$\rho_{\text{ОК}} = 10 \lg \left[ 4,6 \left( A_1 - 0,5 \cdot \lg(2,3 A_1 / \mu) \right) / d_c \cdot \beta \right], \text{ дБ}; \quad (10)$$

$$A_1 = -\lg P_{\text{ОШ.В}} - 0,55 + \lg(1/\beta); \quad \mu = R_k \cdot d_c \cdot \beta; \quad (11)$$

$$\beta = 1 - \frac{\lg(R_k \cdot d_c \cdot \sqrt{K})}{-\lg P_{\text{ОШ.В}}}, \quad (12)$$

где  $d_c$  – свободное расстояние сверточного кода, равное 10, 7, 5, 4 и 3 для  $R_{\text{СК}}$  1/2, 2/3, 3/4, 5/6, и 7/8 соответственно при длине кодового ограничения  $K = 7$ ;  $P_{\text{ОШ.В}}$  – вероятность ошибки на бит на выходе декодера Витерби с мягким решением;  $R_k = R_{\text{СК}} \cdot R_{\text{РС}}$ .

Системный запас в помехоустойчивости  $\Delta\rho_{\Sigma}$  можно представить тремя слагаемыми, которые компенсируют снижение ОНШ из-за импорта тепловых шумов и переходных помех бортового ретранслятора (БР) на вход ПС  $\Delta\rho_{\text{БР}}$ , наличия внешних помех  $\Delta\rho_{\text{М}}$  и внутрисистемных искажений  $\Delta\rho_{\text{К}}$ :

$$\Delta\rho_{\Sigma} = \Delta\rho_{\text{БР}} + \Delta\rho_{\text{М}} + \Delta\rho_{\text{К}}, \text{ дБ}. \quad (13)$$

Величина запаса  $\Delta\rho_{\text{БР}}$  зависит от методов многостанционного доступа к ИСЗ, режима работы БР и назначения сети. Поскольку при мультимедийном вещании используется односигнальный режим передачи, то  $\Delta\rho_{\text{БР}}$  обычно составляет 0,6...1,4 дБ. Величина  $\Delta\rho_{\text{М}}$ , согласно требованиям МСЭ, не должна превышать 1,0 и 1,5 дБ в системах фиксированных и радиовещательных спутниковых служб соответственно. Составляющая  $\Delta\rho_{\text{К}}$ , обеспечивающая компенсацию внутрисистемных искажений из-за неточной реализации устройств, частотного ограничения спектра, наличия амплитудных и фазовых искажений, рассчитывается по формуле

$$\Delta\rho_{\text{К}} = 1 + \xi \cdot R_k \cdot \lg m; \quad \xi = 2 \dots 3, \text{ дБ}. \quad (14)$$

В спутниковых системах мультимедийного вещания обычно используется прямая (прозрачная) ретрансляция сигналов. В этих условиях передачи сигналов величина  $\Delta\rho_{БР}$  устанавливает взаимосвязь между требуемым ОНШ на входе ретранслятора  $\Delta\rho_{БР}$  и помехоустойчивостью приема на стороне земной станции

$$\rho_{БР} = \rho_{ТР.ЗС} - 10\lg(10^{0,1\Delta\rho_{БР}} - 1), \text{ дБ.} \quad (15)$$

Согласно формулам (9) и (15), чем меньше  $\Delta\rho_{БР}$ , тем ниже уровень влияния тепловых и переходных шумов БР на помехоустойчивость ПС, но тем выше требуемое значение  $\rho_{БР}$  и минимальный энергетический потенциал радиолинии «вверх»:

$$W_{\text{мин.1}} = \rho_{БР} + 10\lg\left[\frac{\Delta f_K}{(1 + \alpha_{СК})}\right] = \mathcal{E}_{\text{пд}} - a_{\Sigma 1} + D_{БР} + 228,6, \text{ дБГц,} \quad (16)$$

где  $\mathcal{E}_{\text{пд}}$  – минимальное значение эквивалентной изотропно-излучаемой мощности (ЭИИМ) передающей станции ЗС1 для обеспечения требуемого ОНШ на входе БР, дБВт;  $a_{\Sigma 1}$  – суммарные потери мощности на радиолинии «вверх», дБ;  $D_{БР}$  – добротность приемной системы БР, дБ/К.

Например, если  $\Delta\rho_{БР} = 0,3$  дБ, то влияние шумов БР на ПС считается незначительным, однако, согласно (15), величина  $\rho_{БР}$  превысит  $\rho_{ТР.ЗС}$  на 11,56 дБ и возникнет существенная проблема реализации  $W_{\text{мин.1}}$ . Если  $\Delta\rho_{БР} = 1,5$  дБ, то  $\rho_{БР}$  превысит  $\rho_{ТР.ЗС}$  на 3,9 дБ, что упростит реализацию  $W_{\text{мин.1}}$ , однако снизится помехоустойчивость приема, что потребует увеличения ЭП  $W_{\text{мин.2}}$  радиолинии «вниз» путем увеличения выходной мощности БР и диаметра приемной антенны

$$W_{\text{мин.2}} = \rho_{ТР.ЗС} + 10\lg\left[\frac{\Delta f_K}{(1 + \alpha_{СК})}\right] = \mathcal{E}_{БР} - a_{\Sigma 2} + D_{ЗС} + 228,6, \text{ дБГц,} \quad (17)$$

где  $\mathcal{E}_{БР}$  – ЭИИМ бортового ретранслятора, дБВт;  $a_{\Sigma 2}$  – суммарные потери мощности на радиолинии «вниз», дБ;  $D_{ЗС}$  – добротность приемной системы ЗС, дБ/К.

Поскольку возможности увеличения  $\mathcal{E}_{БР}$  и  $D_{ЗС}$  для обеспечения требуемого ЭП на линии «вниз» ограничены, то  $W_{\text{мин.1}}$  и  $W_{\text{мин.2}}$  следует устанавливать сбалансированно при проектировании.

Теоретические значения ОНШ для каналов DVB-S2 определены стандартом только для случая пакетных ошибок на выходе декодера BCH  $P_{\text{ош.п}} = 10^{-7}$  (табл. 3). Это значение соответствует одной неисправленной ошибке в течение часа передачи со скоростью 5 Мбит/с, что сопоставимо с  $P_{\text{ош.п}} = 10^{-4}$  на выходе декодера Витерби или  $P_{\text{ош.РС}} = 5,5 \cdot 10^{-11}$  на выходе декодера РС для одиночных ошибок.

Таблица 3. Значения ОНШ для каналов стандарта DVB-S2 при  $P_{\text{ош.п}} = 10^{-7}$ , дБ

$R_L$	1/4	1/3	2/5	1/2	3/5	2/3	3/4	4/5	5/6	8/9	9/10
QPSK	-2,35	-1,24	-0,30	1,00	2,23	3,10	4,03	4,68	5,18	6,2	6,42
PSK-8	-	-	-	-	5,50	6,62	7,91	-	9,35	10,69	10,98
APSK-16	-	-	-	-	-	8,97	10,21	11,03	11,61	12,89	13,13
APSK-32	-	-	-	-	-	-	12,73	13,64	14,28	15,69	16,05

Для исследований характеристик каналов DVB-S2 в широком диапазоне значений РОШ.П предлагаются следующие соотношения для определения  $\rho_{\text{ок}}$  при использовании кодирования вида BCH+LDPC и принятых в стандарте способов модуляции:

- при модуляции PSK-8

$$\rho_{\text{ок}} = 10\lg\left[2,97 \cdot R_L (0,873 + R_L^4)(B_1 - 0,51\lg B_1)\right], \text{ дБ;} \quad (18)$$

$$B_1 = \frac{-\lg P_{\text{ош.п}}}{30,5} + 2,2 \cdot R_L^4 + 1,65; \quad (19)$$

- при модуляции QPSK, APSK-16 и APSK-32

$$\rho_{\text{ок}} = 10 \lg \left[ 0,217 \cdot M \cdot R_L (0,873 + R_L^4) (B_2 - 0,5 \lg B_2) \right], \text{ дБ}; \quad (20)$$

$$B_2 = \frac{-\lg P_{\text{ош.п}}}{30,5} - \ln \left[ m / \left( 1 - 1/\sqrt{M} \right) \sqrt{R_L} \right] + 0,5 \cdot m \cdot R_L^4 + 3,85. \quad (21)$$

На рис. 1, а, б приведены рассчитанные зависимости информационной эффективности спутниковых каналов стандарта DVB-S ( $\alpha_{\text{СК}} = 0,3$ ) и DVB-S2 ( $\alpha_{\text{СК}} = 0,2$ ) для реальных и идеализированных ( $\alpha_{\text{СК}} = 0$  и  $\Delta\rho_{\Sigma} = 0$ ) параметров от значений кодовых скоростей  $R_K$ . Для каналов DVB-S величина  $P_{\text{ош.в}}$  на выходе декодера Витерби принята  $10^{-5}$ , для DVB-S2  $P_{\text{ош.п}} = 10^{-8}$ .

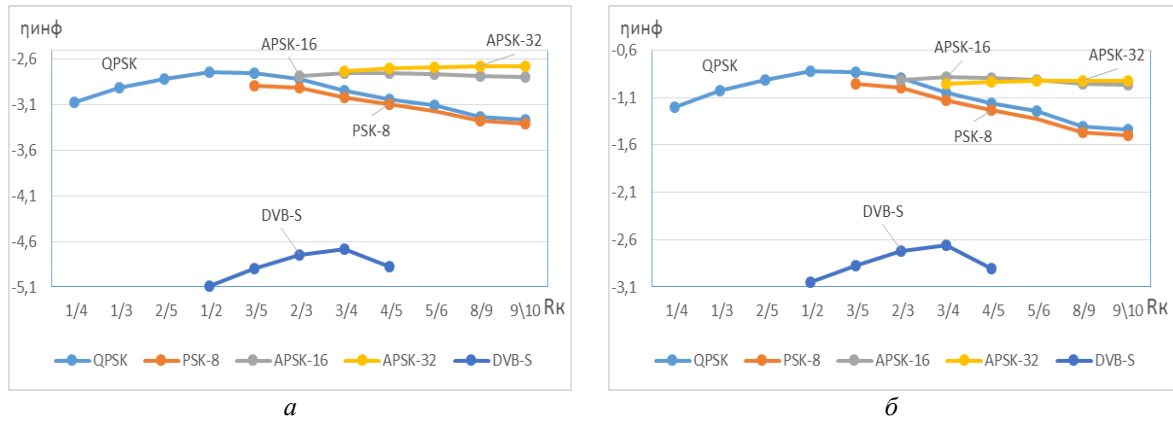


Рис. 1. Зависимости информационной эффективности спутниковых каналов стандартов DVB-S и DVB-S2 для реальных параметров – а и идеализированных параметров – б

Из приведенных зависимостей следует, что информационная эффективность для реальных каналов DVB-S2 составляет  $0,5 \dots 0,53$  дБ, для каналов DVB-S  $0,33 \dots 0,35$ . Идеализация характеристик позволяет улучшить эти показатели в 1,6 раза.

Потери в энергетической  $\delta\rho$  и спектральной  $\delta\gamma_c$  эффективностях спутниковых каналов по сравнению с предельными значениями  $\rho_{\text{ш}}$  и  $\gamma_{\text{ш}}$  по Шеннону определяются следующими формулами:

$$\delta\rho = \rho_{\text{тр.зс}} - \rho_{\text{ш}} = \rho_{\text{тр.зс}} - 10 \lg(10^{0,3\gamma_c} - 1), \text{ дБ}; \quad (22)$$

$$\delta\gamma_c = \gamma_{\text{ш}} - \gamma_c = \left[ \lg(1 + 10^{0,1\rho_{\text{тр.зс}}}) / 0,3 \right] - \gamma_c = \gamma_c \left( \frac{1}{\eta_{\text{инф}}} - 1 \right); \text{ бит/с} \cdot \text{Гц}. \quad (23)$$

В табл. 4 и 5 на основании (22) и (23) приведены результаты расчета минимально возможных потерь  $\delta\rho$  и  $\delta\gamma_0$  в случае идеализации параметров спутниковых каналов ( $\gamma_c = \gamma_0$  и  $\rho_{\text{тр.зс}} = \rho_{\text{ок}}$ ) стандартов DVB-S2 (QPSK,  $P_{\text{ош.п}} = 10^{-7}$ ) и DVB-S (QPSK,  $P_{\text{ош.в}} = 10^{-4}$ ). Для наглядности на рис. 2 показано поведение энергетических и спектральных характеристик по сравнению с границей Шеннона.

Таблица 4. Потери в энергетической и спектральной эффективностях каналов DVB-S2

$R_L$	1/4	1/3	2/5	1/2	3/5	2/3	3/4	4/5	5/6	8/9	9/10
$\delta\rho$ , дБ	1,65	1,2	1,06	1,1	1,15	1,32	1,48	1,68	1,88	2,4	2,53
$\delta\gamma_0$ , бит/с·Гц	0,177	0,146	0,16	0,183	0,226	0,27	0,343	0,41	0,456	0,53	0,643

Таблица 5. Потери в энергетической и спектральной эффективностях каналов DVB-S

$R_{СК}$	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	1
$\delta\rho$ , дБ	3,6	3,9	3,8	3,9	4,9	6,6
$\delta\gamma_0$ , бит/с·Гц	0,69	0,85	0,9	0,96	1,2	1,9

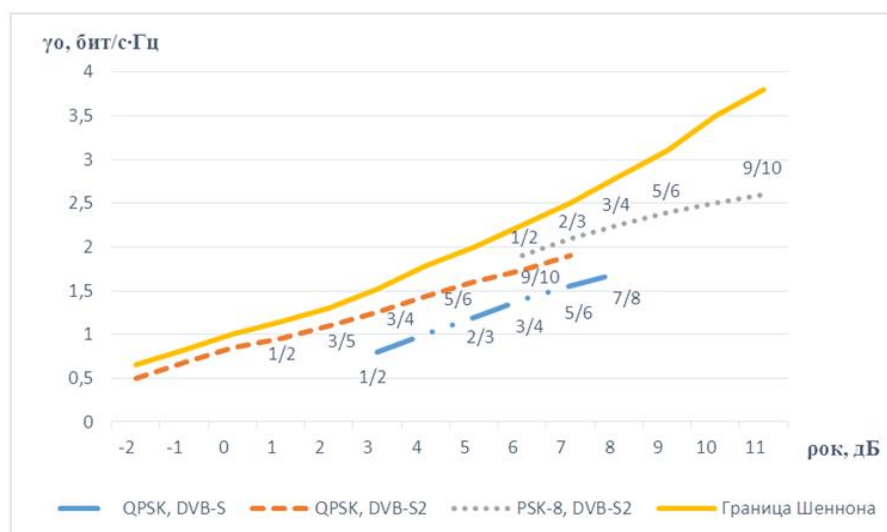


Рис. 2. Зависимость  $\gamma_0 = \Psi(\rho_{ок})$  при идеализированных параметрах спутниковых каналов

Результаты расчета показывают, что минимальные энергетические потери  $\delta\rho$  для DVB-S2 составляют 1,06 дБ при  $R_L = 2/5$ , для DVB-S 3,6 дБ при  $R_{СК} = 1/2$ . При характерной для спутникового вещания кодовой скорости 3/4 значения  $\delta\rho = 1,48$  дБ и  $\delta\gamma_0 = 0,343$  при использовании DVB-S2 и  $\delta\rho = 3,48$  дБ и  $\delta\gamma_0 = 0,9$  при использовании DVB-S. Переход от кодирования вида PC+СК при DVB-S к BCH+LDPC при DVB-S2 позволяет обеспечить выигрыш по энергетической эффективности на 2,32 дБ и по спектральной эффективности на 0,557 бит/с·Гц. Дальнейшее улучшение показателей спутниковых каналов сопряжено с использованием более эффективных методов кодирования и декодирования.

### Заключение

На основании предложенных аналитических соотношений для расчета помехоустойчивости систем стандарта DVB-S/S2 выполнены исследования информационной, энергетической и спектральной эффективностей при реальных и идеализированных характеристиках спутниковых каналов. Показаны уровни отставания данных показателей от границы Шеннона, которые указывают на необходимость дальнейшего улучшения параметров каналов и способов помехоустойчивого кодирования и декодирования.



# MATHEMATICAL CALCULATION MODELS OF EFFICIENCY OF SATELLITE MULTIMEDIA BROADCASTING RADIO CHANNELS

E.B. LIPKOVICH, V.A. KOVSHIK, E.A. DOBROVOLSKI

## Abstract

Analytical calculating models the noise immunity of systems with multi-position modulation types and error control coding for conducting studies of the efficiency of satellite multimedia broadcasting channels are represented. The calculation results of information, spectral and energy efficiency of systems are given using real and idealized characteristics of satellite channels standards DVB-S/S2.

*Keywords:* error control coding, multi-position modulation, energy, spectral and information efficiency.

## Список литературы

1. ETSI EN 300 421. Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services.
2. ETSI EN 302307. Стандарт DVB-S2. Система цифрового ТВ-вещания.

УДК 621.391

## АЛГОРИТМ РЕГРЕССИВНОГО ВОЛНОВОГО ВЫРАЩИВАНИЯ ОБЛАСТЕЙ АСМ-ИЗОБРАЖЕНИЙ

В.В. РАБЦЕВИЧ, В.Ю. ЦВЕТКОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 10 ноября 2016

Предложен метод сегментации изображений на основе регрессивного волнового выращивания областей. Проведен анализ метода по сравнению с известными алгоритмами. Показано, что метод устойчив к изменению поворота и значительным перепадам яркости.

*Ключевые слова:* сегментация изображений, наращивание областей.

### Введение

Цель сегментации заключается в упрощении и/или изменении представления изображения для облегчения его анализа. В стандартных задачах, сегментация обычно используется для того, чтобы выделить объекты и границы. Результатом сегментации является множество сегментов, которые вместе покрывают все изображение, или множество контуров, выделенных на изображении. Пиксели в сегменте похожи по некоторой характеристике или вычисленному свойству, например, по цвету, яркости или текстуре. Соседние сегменты значительно отличаются по этой характеристике.

Особенности рассматриваемых в данной статье АСМ-изображений (изображений полученных с помощью атомно-силовой микроскопии) заключается в том, что яркость каждого отдельного фрагмента несет информацию о высоте его расположения в пространстве (т.е. чем ярче точка на изображении, тем выше она находится, аналогично, самым тусклым точкам соответствуют элементы на подложке).

Современные методы сегментации берут начало от четырех базовых методов, основанных на формировании областей с использованием водораздела [1-4], квантовании по гистограмме [5], разделении и слиянии областей с использованием квадрата-дерева [6-8], выращивании областей [9-12]. Однако для описанных выше изображений все стандартные способы сегментации не работают. К недостаткам большинства алгоритмов можно отнести: необходимость определения центров кристаллизации или задания некоторого правила для их обнаружения; выращивание областей в отдельном процессе, без учета ситуации на других участках сегментируемого изображения, что для определенного класса изображений является существенным минусом; необходимость правила окончания выращивания областей. В этой связи актуальна задача разработки метода сегментации изображений, учитывающего недостатки вышеуказанных.

Целью работы является разработка алгоритма сегментации АСМ-изображений.

### Алгоритм выращивания областей

Алгоритм выращивания областей в простейшей его реализации можно описать в несколько этапов:

1. На первоначальном этапе, на изображении выбираются точки роста, принадлежащие выделяемым областям (например, точки с максимальным уровнем яркости).

2. Далее вокруг выбранных точек начинается рост областей, то есть присоединение соседних с использованием определенного критерия близости (например, пороговая величина).

3. Остановка роста областей по критерию (например, превышение порога отклонения яркости новых точек от заданного уровня яркости центра кристаллизации).

### Алгоритм волнового выращивания областей

Еще одним алгоритмом для сегментации изображений является алгоритм на основе волнового выращивания областей. Главное его отличие от предыдущего, является квазипараллельное выращивание областей вокруг выбранных точек кристаллизации, что предоставляет преимущество при разделении областей с плавным перепадом яркости.

Данный алгоритм реализуется в несколько этапов:

1. Выбор на первоначальном изображении точек роста.
2. После выбора стартовых точек рассматриваются соседние, при выполнении определенных условий происходит параллельное увеличение начальных областей.
3. После выполнения анализа всех соседних точек первоначального множества, производится анализ соседних точек для обновленных областей роста.
4. Точки роста, добавленные на каждом шаге, называются фронтом, а объединение данных точек называется волной.

### Алгоритм регрессивного волнового выращивания областей

Предлагается алгоритм регрессивного волнового выращивания областей для сегментации АСМ-изображений на основе присоединения к областям новых элементов с учетом их уровня квантования. Отличие предложенного алгоритма от классического алгоритма выращивания областей [13] заключается в квазипараллельном увеличении размеров выделенных областей, что позволяет повысить точность сегментации изображений с плавными перепадами яркости. Предложенный алгоритм отличается от алгоритма волнового выращивания областей [13] выбором начальных точек роста областей по уровням квантования, начиная с наибольшего, и увеличением областей за счет постепенного присоединения к ним соседних элементов, принадлежащих нижнему смежному уровню квантования, что позволяет повысить точность сегментации топографических изображений при сопоставлении высоты точки сканирования со значением соответствующего пикселя.

Исходными данными для алгоритма являются матрица  $M_z = \left\| m_z(y, x) \right\|_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$  зондирования, в которой значение каждого  $B$ -разрядного элемента  $m_z(y, x) \in [0, 2^B - 1]$  определяется высотой соответствующей точки поверхности, и пороги начала  $\Delta_H$  и окончания  $\Delta_N$  регистрации среза вертикального профиля поверхности, которые задают условия отделения локальных склонов поверхности от вершин и подложки, где  $Y, X$  – размеры матрицы сканирования по вертикали и горизонтали.

Алгоритм состоит из следующих шагов.

Шаг 1. Инициализация матрицы сегментации. Формируется матрица  $M_s = \left\| m_s(y, x) \right\|_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$  сегментации, элементы которой определяются с помощью выражения  $m_s(y, x) \leftarrow 0$  при  $y = \overline{0, Y-1}, x = \overline{0, X-1}$ . Счетчику  $C_s$  сегментов присваивается нулевое значение:  $C_s \leftarrow 0$ .

Шаг 2. Инициализация счетчика циклов прогрессивной сегментации. Счетчику  $C_q$  циклов прогрессивной сегментации присваивается значение верхнего уровня квантования:  $C_q \leftarrow 2^B - 1$ .

Шаг 3. Начало цикла прогрессивной сегментации.

Формирование матрицы значимости для  $C_Q$ -го уровня квантования. Формируется матрица  $M_Q(C_Q) = \left\| m_Q(C_Q, y, x) \right\|_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$  значимости для  $C_Q$ -го уровня квантования, элементы которой определяются с помощью выражения

$$\begin{cases} (m_Z(y, x) = C_Q) \Rightarrow (m_Q(C_Q, y, x) \leftarrow 1), \\ (m_Z(y, x) \neq C_Q) \Rightarrow (m_Q(C_Q, y, x) \leftarrow 0) \end{cases}$$

при  $y = \overline{0, Y-1}$ ,  $x = \overline{0, X-1}$ .

Шаг 4. Проверка матрицы значимости  $C_Q$ -го уровня квантования на нуль. Вычисляется сумма всех элементов матрицы  $M_Q(C_Q)$  значимости для  $C_Q$ -го уровня квантования с помощью выражения

$$S_Q = \sum_{y=0}^{Y-1} \sum_{x=0}^{X-1} m_Q(C_Q, y, x).$$

Если  $S_Q = 0$ , то осуществляется переход на окончание цикла прогрессивной сегментации (шаг 14).

Шаг 5. Проверка счетчика сегментов на ноль. Если  $C_S = 0$ , то переход на шаг 12 к поиску новых областей.

Шаг 6. Инициализация счетчика циклов волновой сегментации. Счетчику  $C_W$  циклов волновой сегментации присваивается нулевое значение:  $C_W \leftarrow 0$ .

Шаг 7. Начало цикла волновой сегментации.

Формируется матрица  $M_T(C_Q, C_W) = \left\| m_T(C_Q, C_W, y, x) \right\|_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$  наращивания существующих областей  $C_Q$ -го уровня квантования и  $C_W$ -уровня сегментации, элементы которой определяются с помощью выражения  $m_T(C_Q, C_W, y, x) \leftarrow 0$  при  $y = \overline{0, Y-1}$ ,  $x = \overline{0, X-1}$ .

Шаг 8. Волновое наращивание существующих областей. Элементы матрицы  $M_T(C_Q, C_W)$  переопределяются с помощью выражения

$$\begin{aligned} (m_S(y, x) \neq 0) \wedge (m_Q(C_Q, y + j, x + i) = 1) \wedge (m_T(C_Q, C_W, y + j, x + i) = 0) \Rightarrow \\ \Rightarrow (m_T(C_Q, C_W, y + j, x + i) \leftarrow m_S(y, x)) \end{aligned}$$

при  $y = \overline{0, Y-1}$ ,  $x = \overline{0, X-1}$ ,  $j = \overline{-1, 1}$ ,  $i = \overline{-1, 1}$ .

Шаг 9. Проверка условия выхода из цикла волнового наращивания областей. Определяется число  $S_T$  значимых элементов матрицы  $M_T(C_Q, C_W)$  с помощью выражения

$$S_T = \sum_{y=0}^{Y-1} \sum_{x=0}^{X-1} m_T(C_Q, C_W, y, x)$$

при  $y = \overline{0, Y-1}$ ,  $x = \overline{0, X-1}$ .

Если  $S_T = 0$  (новых присоединяемых элементов нет) осуществляется выход из цикла волновой сегментации и переход на шаг 12. Значение счетчика  $C_W$  циклов волновой сегментации указывает на число слоев роста.

Шаг 10. Обновление матрицы сегментации. В матрицу сегментации  $M_S$  добавляются новые значимые элементы с помощью выражения

$$m_s(y, x) \leftarrow m_s(y, x) + m_T(C_Q, C_W, y, x)$$

при  $y = \overline{0, Y-1}$ ,  $x = \overline{0, X-1}$ .

Шаг 11. Окончание цикла волновой сегментации. Значение счетчика  $C_W$  циклов волновой сегментации увеличивается на единицу:  $C_W \leftarrow C_W + 1$  и осуществляется переход в начало цикла волновой сегментации на шаг 7.

Шаг 12. Формирование новых областей. Элементы матрицы  $M_Q(C_Q)$ , удовлетворяющие условию

$$(m_Q(C_Q, y, x) = 1) \wedge (m_s(y, x) = 0)$$

сегментируются с помощью алгоритма выращивания областей [13]. В результате формируется матрица  $M_N(C_Q) = \left\| m_N(C_Q, y, x) \right\|_{(y=\overline{0, Y-1}, x=\overline{0, X-1})}$  новых областей  $C_Q$ -го уровня квантования, номера элементов которой  $m_N(C_Q, y, x) \in [1, C_N(C_Q)]$  указывают на изолированные совокупности единичных элементов матрицы  $M_Q(C_Q)$ , удовлетворяющих условию (1), где  $C_N(C_Q)$  – число сегментов, выделенных в матрице  $M_Q(C_Q)$ .

Шаг 13. Дополнение матрицы сегментации новыми областями. Осуществляется перенос номеров из матрицы  $M_N(C_Q)$  новых областей в матрицу сегментации  $M_S$  и приращение счетчика сегментов с помощью выражений

$$(m_N(C_Q, y, x) > 0) \Rightarrow (m_s(y, x) \leftarrow m_N(C_Q, y, x) + C_S)$$

при  $y = \overline{0, Y-1}$ ,  $x = \overline{0, X-1}$ ,

$$C_S = C_S + C_N(C_Q).$$

Шаг 14. Окончание цикла прогрессивной сегментации. Значение счетчика  $C_Q$  циклов прогрессивной сегментации уменьшается на единицу:  $C_Q \leftarrow C_Q - 1$ . Затем счетчик  $C_Q$  циклов проверяется на отрицательное значение. Если  $C_Q \geq 0$ , то осуществляется переход в начало цикла прогрессивной сегментации (шаг 3 алгоритма). Если  $C_Q < 0$ , то осуществляется выход из цикла и завершение алгоритма.

В результате выполнения данного алгоритма формируется матрица  $M_S$  сегментации, номера элементов которой  $m_N(C_Q, y, x) \in [1, C_N(C_Q)]$  при  $y = \overline{0, Y-1}$ ,  $x = \overline{0, X-1}$  указывают на сегменты, к которым они принадлежат.

### **Оценка эффективности алгоритмов выращивания областей для сегментации топографических изображений**

На рис. 1 показаны АСМ-изображения для которых разрабатывался алгоритм регрессивного волнового выращивания. Как говорилось ранее, самые светлые участки являются самыми высокими. Также на всех изображениях имеются погрешности измерительного метода, с помощью которого эти изображения были получены, в виде продолговатых светлых линий, которые могут вносить значительные искажения в стандартные алгоритмы сегментации.

Далее на рис. 2 показаны результаты для алгоритма выращивания областей, из которых можно сделать вывод, что области, имеющие вершины на разных уровнях слипаются, а однородные области с перепадами яркости разделяются на отдельные сегменты. К тому же в данный алгоритм чувствителен к вносимым при сканировании помехам (рис. 2, в).

На рис. 3 представлены результаты для алгоритма волнового выращивания областей. На полученных изображениях видно, что данный алгоритм разделяет одинаковые области при наличии плавного изменения яркости, что приводит к разбиению одинаковых участков.

На рис. 4 показаны результаты для разработанного регрессивного волнового алгоритма сегментации. Как видно на полученных изображениях при квазипараллельном выращивании сохраняется большее количество информации о разрастании области начиная с ее вершины. Так же данный метод более устойчив к искажениям, которые видны на рис. 1.

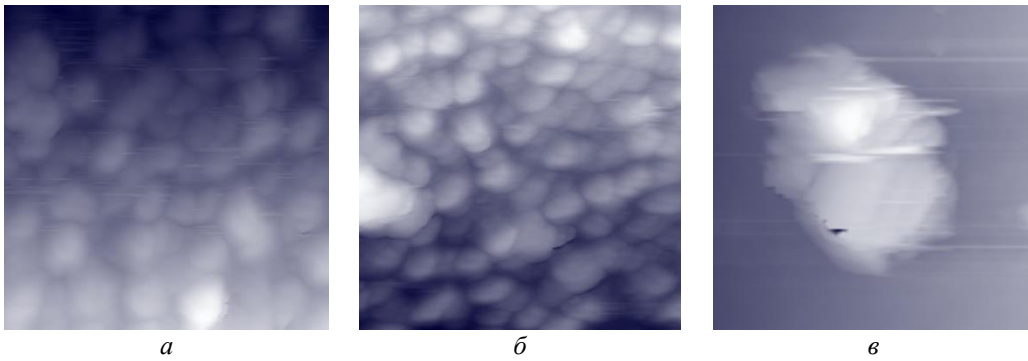


Рис. 1. Исходные АСМ-изображения

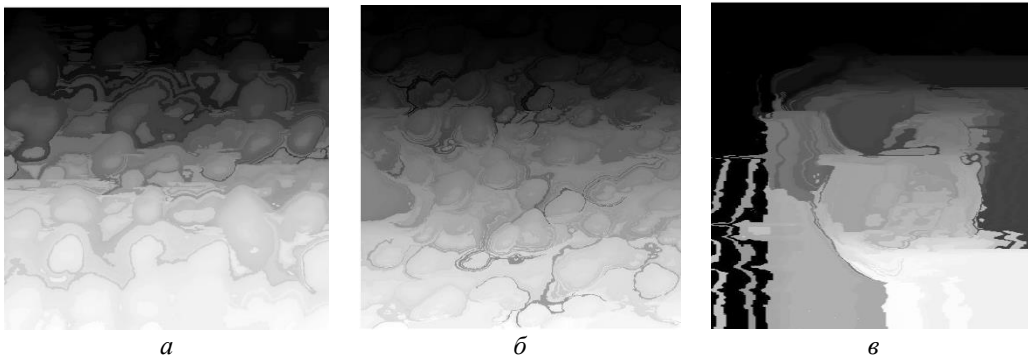


Рис. 2. Результат применения алгоритма выращивания областей

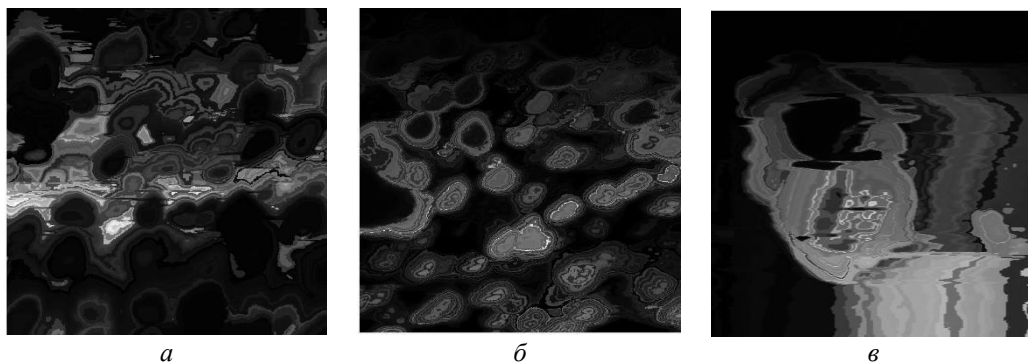


Рис. 3. Результат применения алгоритма волнового выращивания областей

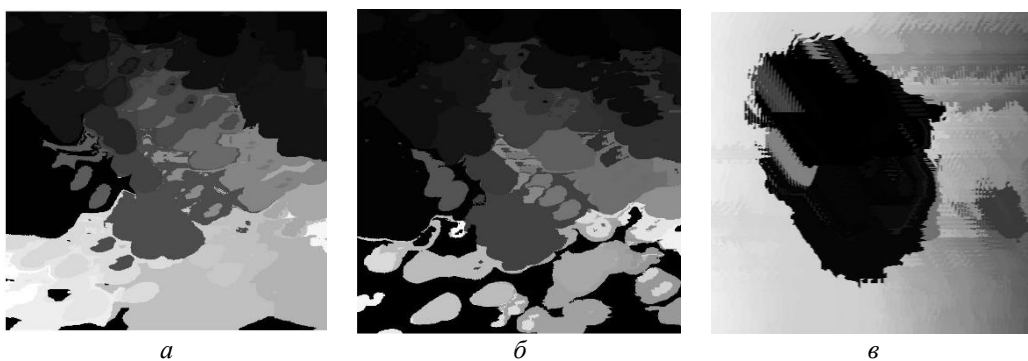


Рис. 4. Результаты сегментации разработанного алгоритма

На рис. 5 приведена зависимость количества сегментов от изменения поворота изображения, характеризующая устойчивость границ сегментов. Устойчивость оценивается по отношению количества сегментов базового изображения к количеству сегментов модифицированного изображения. Установлено, что предложенный алгоритм проигрывает в стабильности числа сегментов в 1,5 раза при изменении угла поворота по сравнению с алгоритмом сегментации на основе выращивания областей. По сравнению с алгоритмом волнового выращивания областей выигрывает в стабильности количества числа сегментов в 1,05 раза при изменении поворота изображения.

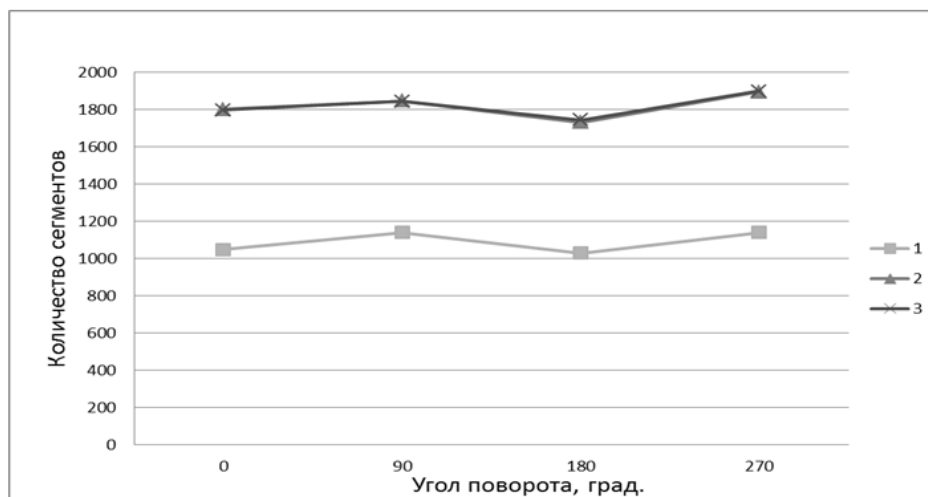


Рис. 5. Зависимости количества сегментов от изменения угла поворота изображения (1 – алгоритм выращивания областей; 2 – алгоритм волнового выращивания областей; 3 – предложенный алгоритм)

На рис. 6 приведена зависимость числа сегментов от изменения яркости, характеризующая устойчивость результатов сегментации. Устойчивость оценивается по отношению числа сегментов для базового изображения к числу сегментов для модифицированного изображения, подвергнутого изменению яркости. Установлено, что предложенный алгоритм выигрывает в стабильности числа сегментов в 3,3 раза при изменении яркости по сравнению с методом сегментации на основе алгоритма выращивания областей. По сравнению с алгоритмом волнового выращивания областей, предложенный алгоритм проигрывает по устойчивости числа сегментов при изменении яркости в 1,03 раза.

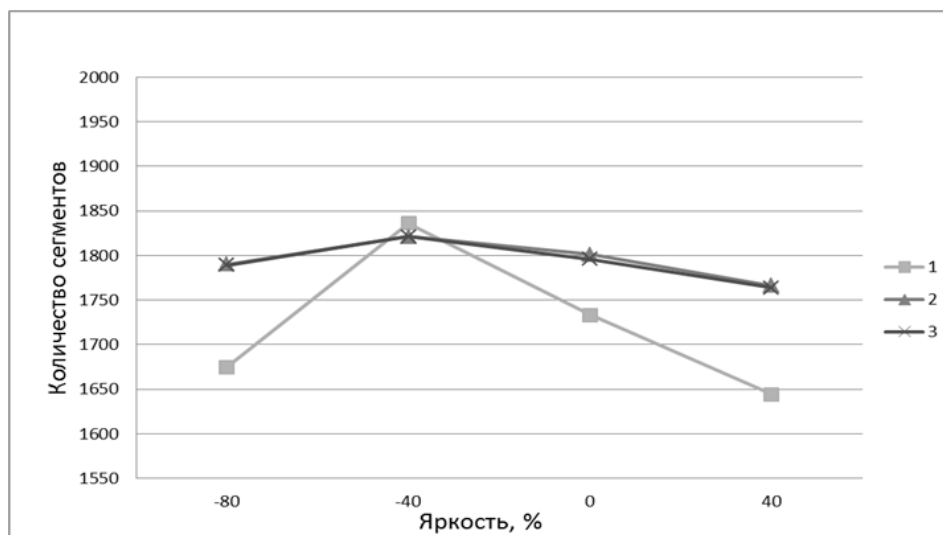


Рис. 6. Зависимости количества сегментов от изменения угла поворота изображения (1 – алгоритм выращивания областей; 2 – алгоритм волнового выращивания областей; 3 – предложенный алгоритм)

## Заклучение

Для сегментации АСМ-изображений предложен алгоритм на основе регрессивного волнового выращивания областей. Сущность алгоритма заключается в квазипараллельном, послойном выращивании областей вокруг максимальных для каждого слоя точек роста, что обеспечивает автоматическое разделение областей по высоте, которые известные методы сегментируют с ошибками. Показано, что разработанный алгоритм выигрывает в стабильности количества числа сегментов в 3,3 раза по сравнению с классическим алгоритмом выращивания при изменении яркости и проигрывает в 1,5 при повороте изображения. В сравнении с волновым алгоритмом выращивания областей, показал практически одинаковую устойчивость.

## REGRESSIVE WAVE GROWING AREAS ALGORITHM OF THE AFM-PICTURES

V.V. RABTSEVICH, V.Yu. TSVIATKOU

### Abstract

Suggested method for segmentation of images based on the quasi-parallel wave region growing. In contrast to known methods of segmentation that the proposed method allows to divide the regions according to its location in depth.

*Keywords:* image segmentation, region growing.

### Список литературы

1. Lalitha M., Kiruthiga M., Loganathan C. // International Journal of Science and Research (IJSR). 2013. Vol. 2. №2. P. 348-358.
2. Gauch J.M. // IEEE Transactions On Image Processing. 1999. Vol. 8. №1. P. 69-79.
3. Khyal M.S.H., Khan A., Bibi A. // Informing Science and Information Technology. 2009. Vol. 6. P. 876-886.
4. Arindrajit Seal, Arunava Das, Prasad Sen // International Journal of Computer Science and Information Technologies (IJCSIT). 2015. Vol. 6. №3. P. 2295-2297.
5. Chang J.H., Fan K.Ch., Chang Y.L. // Image and Vision Computing. 2002. Vol. 20. P. 203-216.
6. Muhsin Z.F., Rehman A., Altameem A. et. al // The Imaging Science Journal. 2014. Vol. 62. №1. P. 56-62.
7. Xiaolin Wu // IEEE Transactions On Pattern Analysis And Machine Intelligence. 1993. Vol. 15. №8. P. 808-815.
8. Dass R., Priyanka, Devi S. // International Journal of Electronics & Communication Technology (IJECT). 2012. Vol. 3. Issue 1. P. 66-70.
9. Singh K.K., Singh A. // International Journal of Computer Science Issues. 2010. Vol. 7. №5. P. 414-417.
10. Shih F.Y., Cheng S. // Image and Vision Computing. 2005. №23. P. 877-886.
11. Sharma Ritu, Sharma Rajesh // International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering. 2014. Vol. 2. Issue 9. P. 5686-5692.
12. Mohd Saad N., Abu-Bakar S.A.R., Sobri Muda et. al // Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists. Hong Kong, 14-16 March 2012. P. 674-677.
13. Альмияхи О.М., Цветков В.Ю., Конопелько В.К. // Докл. БГУИР. 2016. №8(102). С. 82-88.



УДК 621.391

## КОДИРОВАНИЕ БИТОВЫХ ПЛОСКОСТЕЙ МЕЖКАНАЛЬНЫХ РАЗНОСТЕЙ МУЛЬТИСПЕКТРАЛЬНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Б.Дж. САДИК, М.Н. БОБОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 29 ноября 2016

Произведена оценка эффективности алгоритмов энтропийного кодирования мультиспектральных изображений. Установлено, что повышение коэффициента сжатия мультиспектральных изображений возможно за счет использования для кодирования только старших битовых плоскостей их межканальных разностей.

*Ключевые слова:* мультиспектральные изображения, кодирование битовых плоскостей.

### Введение

Создание нового поколения аппаратуры дистанционного зондирования Земли, формирующей мультиспектральные изображения (МСИ), требует согласования возрастающего объема видеоданных с ограниченной пропускной способностью радиоканала. МСИ формируются с частотой около 1 Гц и включают несколько сотен спектральных каналов, каждый из которых содержит 16-ти разрядное изображение размером около  $2000 \times 4000$  пикселей. В таких условиях скорость формирования МСИ может достигать 40 Гбит/с. При этом пропускная способность радиоканалов составляет около 1 Гбит/с, а 10 минут записи МСИ требуют около 3 Тбайт памяти. Известные кодеки [1-5], позволяющие сжимать изображения в 10-100 раз с приемлемым качеством восстановления, обладают низким быстродействием и высокой сложностью. Для повышения скорости сжатия может использоваться алгоритм RLE (Run Length Encoding) [6], однако он не эффективен для изображений, так как не учитывает особенности локальной корреляции соседних пикселей в изображении.

Целью работы является оценка эффективности алгоритмов энтропийного кодирования мультиспектральных изображений, использующих спектральные каналы и их разности и учитывающих разделение на старшие и младшие битовые плоскости для повышения коэффициента сжатия.

### Структура и характеристики мультиспектральных изображений

МСИ  $P = \{P(i)\}_{(i=0, N_C-1)}$  представляет собой совокупность  $N_C$  спектральных каналов  $P(i) = \parallel p(y, x, i) \parallel_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$  размером  $Y \times X$  пикселей и битовой глубиной  $D_B$ . Каждый спектральный канал соответствует определенному участку спектра. На рис. 1 приведены 24-й и 64-й спектральные каналы 68-ми канального 16-ти разрядного МСИ размером  $2048 \times 614$  пикселей.

Для оценки пиксельной корреляции  $i$ -го  $P(i)$  и  $j$ -го  $P(j)$  каналов МСИ использованы значения средней ошибки  $ME_p(i, j)$ , вычисляемой с помощью выражения

$$ME_p(i, j) = \sum_{y=0}^{Y-1} \sum_{x=0}^{X-1} |p(y, x, i) - p(y, x, j)| / (YX),$$

где  $|\cdot|$  – операция по модулю.

На рис. 2, *a* приведена зависимость  $ME_p(i, j)$  от номера спектрального канала при  $i = 24$  и  $j = 0, N_c - 1, N_c = 68$ .

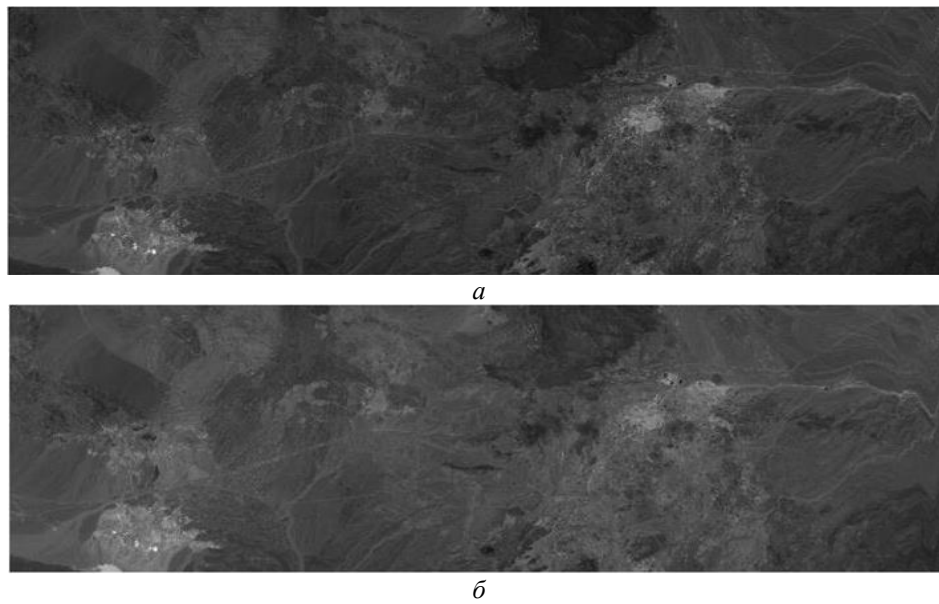


Рис. 1. Спектральные каналы МСИ: *a* – 24-й; *б* – 64-й

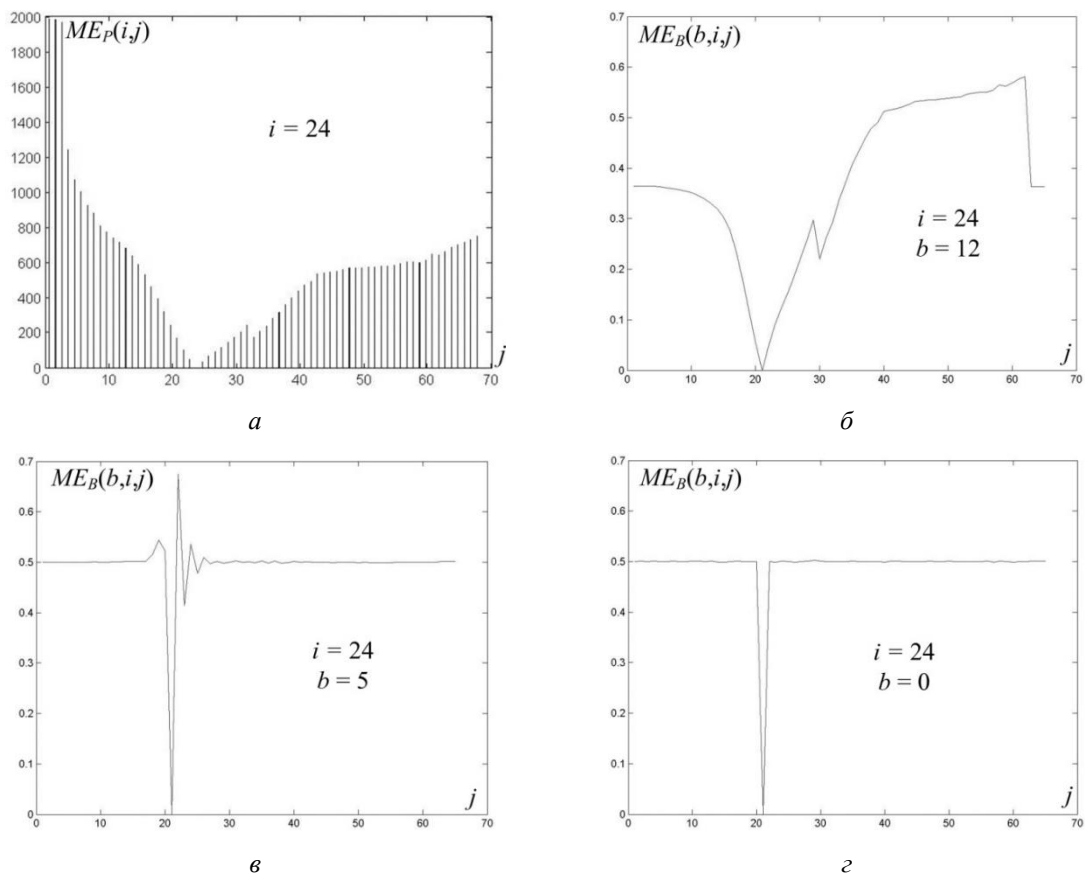


Рис. 2. Зависимости средней ошибки от номера спектрального канала: *a* – для пиксельной межканальной корреляции; *б* – для поразрядной межканальной корреляции (11-я битовая плоскость); *в* – для поразрядной межканальной корреляции (5-я битовая плоскость); *г* – для поразрядной межканальной корреляции (0-я битовая плоскость)

Для оценки поразрядной корреляции  $b$ -х битовых плоскостей  $i$ -го  $P(i)$  и  $j$ -го  $P(j)$  каналов МСИ использованы значения средней ошибки  $ME_B(b, i, j)$ , вычисляемой с помощью выражения

$$ME_B(b, i, j) = \frac{\sum_{y=0}^{Y-1} \sum_{x=0}^{X-1} (p(y, x, b, i) \oplus p(y, x, b, j))}{YX},$$

где  $\oplus$  – операция «Исключающее ИЛИ».

В качестве примера на рис. 2, б-г приведены зависимости  $ME_B(b, i, j)$  от номера спектрально канала при  $i = 24$ ,  $b = \{11, 5, 0\}$  и  $j = 0, N_C - 1$ ,  $N_C = 68$ .

Как следует из рис. 2, битовые плоскости МСИ имеют различные корреляционные свойства. Старшие плоскости определяют общий вид функции распределения ошибки, в то время как младшие плоскости практически не коррелируют и незначительно влияют на общий вид функции распределения ошибки.

### Оценка эффективности пиксельного поканального и межканального кодирования МСИ

При пиксельном поканальном энтропийном кодировании каждый спектральный канал МСИ сжимается независимо от других спектральных каналов. При пиксельном межканальном кодировании один из спектральных каналов сжимается независимо от других (например, первый). Затем кодируются разности соседних спектральных каналов (1-2, 2-3 и т.д.), между которыми корреляция наибольшая. Характеристики сжатия МСИ при канальном и межканальном энтропийном кодировании приведены в табл. 1 (исходный размер каждого канала МСИ-1 2048×614 пикселей составляет 2514944 байт) и табл. 2 (исходный размер каждого канала МСИ-2 1024×614 пикселей составляет 1257472 байт). Из табл. 1 и 2 следует, что кодер Rar обеспечивает более высокий коэффициент сжатия по сравнению с кодером Zip (в 1,2-1,5 раза).

Таблица 1. Коэффициенты сжатия МСИ-1 (2048×614 пикселей) при пиксельном поканальном и межканальном энтропийном кодировании

Изображения	Размер после кодирования		Коэффициент сжатия	
	Кодек Rar	Кодек Zip	Кодек Rar	Кодек Zip
Спектральный канал 24	1400929	2130049	1,80	1,18
Спектральный канал 25	1318890	2030822	1,91	1,24
Разность спектральных каналов 19 и 20	881431	1177767	2,85	2,14
Разность спектральных каналов 24 и 25	861920	1111005	2,92	2,26
Разность спектральных каналов 34 и 35	912875	-	2,76	-
Разность спектральных каналов 54 и 55	931268	1148211	2,70	2,19

Таблица 2. Коэффициенты сжатия МСИ-2 (1024×614 пикселей) при пиксельном поканальном и межканальном энтропийном кодировании

Изображения	Размер после кодирования		Коэффициент сжатия	
	Кодек Rar	Кодек Zip	Кодек Rar	Кодек Zip
Спектральный канал 24	689784	1058727	1,82	1,19
Спектральный канал 25	-	-	-	-
Разность спектральных каналов 24 и 25	555624	658901	2,26	1,91
Разность спектральных каналов 34 и 35	519230	-	2,42	-

### Оценка эффективности поразрядного поканального кодирования МСИ

При поразрядном поканальном энтропийном кодировании каждый спектральный канал МСИ сжимается независимо от других спектральных каналов, но старшие и младшие битовые плоскости спектральных каналов кодируются отдельно. Для 24-х спектральных каналов 16-ти разрядных МСИ-1 и МСИ-2 (размерами 2048×614 и 1024×614 пикселей соответственно) в

табл. 3, 4 приведены коэффициенты сжатия при поразрядном поканальном кодировании старших и младших битовых плоскостей.

Таблица 3. Коэффициенты сжатия одного канала МСИ-1 (2048×614 пикселей) при поразрядном поканальном энтропийном кодировании

Битовые плоскости 24-го спектрального канала	Исходный размер битовых плоскостей, байт	Размер битовых плоскостей после кодирования, байт		Коэффициент сжатия	
		Кодер Rar	Кодер Zip	Кодер Rar	Кодер Zip
15/14-0	157184/2357760	156/1484285	2613/1883521	1007,59/1,59	60,15/1,25
15-14/13-0	314368/2200576	156/1484285	2613/1883521	2015,18/1,48	120,31/1,17
15-13/12-0	471552/2043392	156/1484285	2613/1883521	3022,77/1,38	180,46/1,08
15-12/11-0	628736/1886208	156/1485544	2613/1883375	4030,36/1,27	240,62/1,00
15-11/10-0	785920/1729024	2902/1525796	4132/1874820	207,82/1,13	190,20/0,92
15-10/9-0	943104/1571840	94464/1516859	95456/1829138	9,98/1,04	9,88/0,86
15-9/8-0	1100288/1414656	77022/1457628	104891/1750699	14,28/0,97	10,49/0,81
15-8/7-0	1257472/1257472	108971/1434214	159139/1594979	11,54/0,88	7,90/0,79
15-7/6-0	1414656/1100288	219816/1128256	278260/1369337	6,43/0,98	5,08/0,80
15-6/5-0	1571840/943104	385920/973802	443957/1190758	4,07/0,97	3,54/0,79
15-5/4-0	1729024/785920	531927/810237	649261/1010438	3,25/0,97	2,66/0,78
15-4/3-0	1886208/628736	691051/654006	878460/807483	2,73/0,96	2,15/0,78
15-3/2-0	2043392/471552	762821/487034	1112691/613273	2,68/0,97	1,84/0,77
15-2/1-0	2200576/314368	1009543/318856	1349571/412672	2,18/0,99	1,63/0,76
15-1/0	2357760/157184	1170847/186694	1561168/217577	2,01/0,84	1,51/0,72

Таблица 4. Коэффициенты сжатия одного канала МСИ-2 (1024×614 пикселей) при поразрядном поканальном энтропийном кодировании

Битовые плоскости 24-го спектрального канала	Исходный размер битовых плоскостей, байт	Размер битовых плоскостей после кодирования, байт		Коэффициент сжатия	
		Кодер Rar	Кодер Zip	Кодер Rar	Кодер Zip
15/14-0	78592/1178880	147/783948	1398/940935	534,64/1,50	56,22/1,25
15-14/13-0	157184/1100288	147/783948	1398/940935	1069,28/1,40	112,43/1,17
15-13/12-0	235776/1021696	147/784083	1398/940902	1603,92/1,30	168,65/1,09
15-12/11-0	314368/943104	777/786550	1617/939452	404,59/1,20	194,41/1,00
15-11/10-0	392960/864512	7866/810427	6621/929097	49,97/1,07	59,35/0,93
15-10/9-0	471552/785920	59429/784514	61584/898299	7,93/1,00	7,66/0,87
15-9/8-0	550144/707328	55920/725197	80538/866182	9,84/0,98	6,83/0,82
15-8/7-0	628736/628736	102316/702036	127599/789177	6,14/0,90	4,93/0,80
15-7/6-0	707328/550144	183849/586560	201035/690999	3,85/0,94	3,52/0,80
15-6/5-0	785920/471552	252742/483244	291767/594516	3,11/0,98	2,69/0,79
15-5/4-0	864512/392960	327606/401908	397326/503015	2,64/0,98	2,18/0,78
15-4/3-0	943104/314368	396377/324962	511096/401267	2,38/0,97	1,85/0,78
15-3/2-0	1021696/235776	458635/247546	626245/307106	2,23/0,95	1,63/0,77
15-2/1-0	1100288/157184	579729/159766	737514/206867	1,90/0,98	1,49/0,76
15-1/0	1178880/78592	651486/93009	828813/109069	1,81/0,84	1,42/0,72

Из табл. 3 и 4 следует, что энтропийное кодирование младших битовых плоскостей спектральных каналов в некоторых случаях не эффективно и коэффициент сжатия МСИ может быть увеличен за счет использования младших битовых плоскостей без кодирования. При использовании кодера Rar для сжатия только плоскостей 15-3 спектральных каналов, суммарный размер после кодирования составляет 1234373 и 694411 байт для МСИ-1 и МСИ-2 соответственно, что свидетельствует о сжатии в 2,04 и 1,81 раз соответственно. Для МСИ-1 это обеспечивает повышение коэффициента сжатия в 1,13 раза по сравнению с пиксельным поканальным кодированием. Из табл. 3 и 4 также следует, что кодер Rar обеспечивает более высокий коэффициент сжатия по сравнению с кодером Zip.

## Оценка эффективности поразрядного межканального кодирования МСИ

При поразрядном межканальном энтропийном кодировании один из спектральных каналов сжимается независимо от других, например, первый. Затем вычисляются разности битовых плоскостей соседних спектральных каналов (1-2, 2-3 и т.д.). Полученные битовые плоскости разностей группируются на старшие и младшие битовые плоскости и к каждой группе применяется энтропийный кодер независимо от других групп битовых плоскостей. Для разностей (24-25)-го и (34-35)-го спектральных каналов 16-ти разрядных МСИ-1 и МСИ-2 (размерами 2048×614 и 1024×614 пикселей соответственно) в табл. 5 и 6 приведены коэффициенты сжатия при поразрядном межканальном энтропийном кодировании старших и младших битовых плоскостей. Знаковая плоскость кодируется отдельно.

Таблица 5. Коэффициенты сжатия МСИ 2048×614 пикселей при поразрядном межканальном энтропийном кодировании с использованием кодера Раг

Битовые плоскости	Исходный размер битовых плоскостей, байт	Размер битовых плоскостей после кодирования, байт		Коэффициент сжатия	
		(24-25)-й спектральные каналы	(34-35)-й спектральные каналы	(24-25)-й спектральные каналы	(34-35)-й спектральные каналы
15/14-0	157184/2357760	3852/861574	19087/889970	40,81/2,74	8,24/2,65
14/13-0	157184/2200576	156/861574	159/889970	1007,59/2,55	988,58/2,47
14-13/12-0	314368/2043392	156/861574	159/889970	2015,18/2,37	1977,16/2,30
14-12/11-0	471552/1886208	156/861574	159/889970	3022,77/2,19	2965,74/2,12
14-11/10-0	628736/1729024	156/861574	159/889970	4030,36/2,01	3954,31/1,94
14-10/9-0	785920/1571840	156/861574	159/889970	5037,95/1,82	4942,89/1,77
14-9/8-0	943104/1414656	156/861572	159/889968	6045,54/1,64	5931,47/1,59
14-8/7-0	1100288/1257472	154/861572	157/889968	7144,73/1,46	7008,20/1,41
14-7/6-0	1257472/1100288	154/861470	157/889966	8165,40/1,28	8009,38/1,24
14-6/5-0	1414656/943104	698/879713	165/894378	2026,73/1,07	8573,67/1,05
14-5/4-0	1571840/785920	42950/805396	26417/803583	36,60/0,98	59,50/0,98
14-4/3-0	1729024/628736	138304/654089	185441/652554	12,50/0,96	9,32/0,96
14-3/2-0	1886208/471552	225037/487322	250386/4484592	8,38/0,97	7,53/97
14-2/1-0	2043392/314368	425108/318866	437104/316527	4,81/0,99	4,67/99
14-1/0	2200576/157184	658784/190911	597624/190869	3,34/0,82	3,68/82

Таблица 6. Коэффициенты сжатия МСИ 1024×614 пикселей при поразрядном межканальном энтропийном кодировании с использованием кодера Раг

Битовые плоскости	Исходный размер битовых плоскостей, байт	Размер битовых плоскостей после кодирования, байт		Коэффициент сжатия	
		(24-25)-й спектральные каналы	(34-35)-й спектральные каналы	(24-25)-й спектральные каналы	(34-35)-й спектральные каналы
15/14-0	78592/1178880	55077/465148	9139/510028	1,43/2,53	8,60/2,31
14/13-0	78592/1100288	150/465148	150/510028	523,95/2,37	523,95/2,16
14-13/12-0	157184/1021696	150/465148	150/510028	1047,89/2,20	1047,89/2,00
14-12/11-0	235776/943104	150/465148	150/510028	1571,84/2,03	1571,84/1,85
14-11/10-0	314368/864512	150/465148	150/510028	2095,79/1,86	2095,79/1,70
14-10/9-0	392960/785920	150/465148	150/510028	2619,73/1,69	2619,73/1,54
14-9/8-0	471552/707328	150/465146	150/510023	3143,68/1,52	3143,68/1,39
14-8/7-0	550144/628736	148/465139	225/507804	3717,19/1,35	2445,08/1,24
14-7/6-0	628736/550144	164/468906	2998/539235	3833,76/1,17	209,72/1,02
14-6/5-0	707328/471552	4226/456466	25487/482856	167,38/1,03	27,75/0,98
14-5/4-0	785920/392960	21563/401655	78291/404640	36,45/0,98	10,04/0,97
14-4/3-0	864512/314368	82852/327186	126463/328018	10,43/0,96	6,84/0,96
14-3/2-0	943104/235776	153049/247565	211364/247577	6,16/0,95	4,46/0,95
14-2/1-0	1021696/157184	247493/159782	306727/159762	4,13/0,98	3,33/0,98
14-1/0	1100288/78592	340682/92624	345973/92903	3,23/0,85	3,18/0,85

Из табл. 5, 6 следует, что энтропийное кодирование младших битовых плоскостей межканальных разностей не эффективно и коэффициент сжатия МСИ может быть увеличен за счет использования младших битовых плоскостей без кодирования. При использовании кодера *Par* для сжатия только плоскостей 15-3 межканальных разностей суммарный размер после кодирования составляет 700441, 741025 байт для разностей (24-25)-го, (34-35)-го спектральных каналов МСИ-1 и 443902, 456279 разностей (24-25)-го, (34-35)-го спектральных каналов МСИ-2 соответственно, что свидетельствует о сжатии в 3,39-3,59 и 2,76-2,83 раза соответственно. Это обеспечивает повышение коэффициента сжатия до 1,5 и 1,6 раза для МСИ-1 и МСИ-2 соответственно по сравнению с поразрядным поканальным кодированием (до 2,0 и 1,6 раза по сравнению с пиксельным поканальным кодированием).

### Синтез структуры кодера МСИ

На основе полученных в табл. 5, 6 данных предлагается схема сжатия МСИ на основе комбинированного энтропийного поразрядного межканального кодирования (рис. 3). Схема предполагает независимое кодирование одного из спектральных каналов (опорного, например, 1-го канала), вычисление поразрядных межканальных разностей для соседних спектральных каналов, исключение из процесса кодирования младших битовых плоскостей полученных разностей (плоскости 2-0 для рассматриваемых типов МСИ), выделение группы старших битовых плоскостей (плоскости 15-3 для рассматриваемых типов МСИ), кодирование старших битовых плоскостей с помощью метода *Par*. Достоинством данного кодера является получение наибольших коэффициентов сжатия МСИ за счет использования корреляции соседних спектральных каналов. Основные недостатки: отсутствие возможности произвольного доступа к спектральным каналам (для декодирования любого канала необходимо декодировать все предыдущие каналы); размножение ошибки (в случае искажения любого бита при передаче теряется возможность восстановления всей последующей информации).

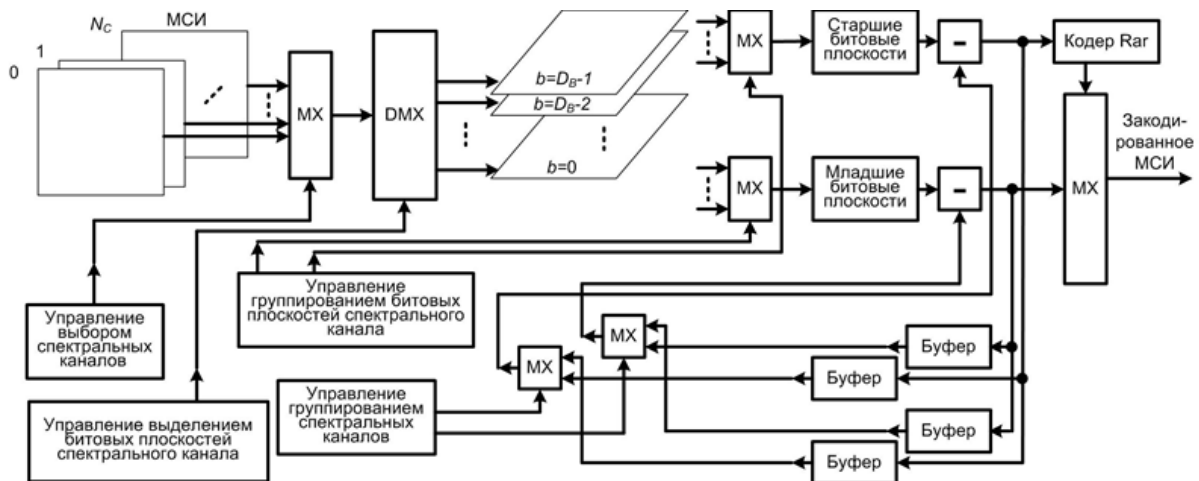


Рис. 3. Структурная схема поразрядного межканального кодера МСИ

### Заключение

Произведена оценка эффективности алгоритмов энтропийного кодирования МСИ, использующих спектральные каналы и их разности и учитывающих разделение на старшие и младшие битовые плоскости для повышения коэффициента сжатия. Установлено, что энтропийное кодирование младших битовых плоскостей межканальных разностей не эффективно и коэффициент сжатия МСИ может быть увеличен за счет использования младших битовых плоскостей без кодирования. Показано, что поразрядное межканальное энтропийное кодирование межканальных разностей спектральных каналов МСИ обеспечивает повышение коэффициента сжатия примерно до 1,5 раз по сравнению с поразрядным поканальным кодированием и до 2 раз по сравнению с пиксельным поканальным кодированием.

# CODING OF BIT PLANES FOR INTER-CHANNEL DIFFERENCES OF MULTISPECTRAL IMAGES

B.J. SADIQ, M.N. BOBOV

## Abstract

Evaluation efficiency entropy coding algorithms for multispectral imaging is produced. It was found that increasing the compression coefficient of multispectral images is possible depending on using encoding only the older bit planes of the inter-channel differences.

*Keywords:* multispectral image, coding of bit planes.

## Список литературы

1. *Ватолин Д., Ратушняк А., Смирнов М. и др.* Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео. М., 2003.
2. *Сэломон Д.* Сжатие данных, изображений и звука. М., 2004.
3. *Тропченко А.Ю., Тропченко А.А.* Методы сжатия изображений, аудиосигналов и видео. СПб, 2009.
4. *Гонсалес Р., Вудс Р.* Цифровая обработка изображений. М., 2006.
5. *Ziv J., Lempel A.* // IEEE Transactions on Information Theory. 1977. P. 337-343.
6. *Golomb S.W.* // IEEE Transactions on Information Theory. 1966. P. 399-401.

УДК 681.322.067

## СИГНАТУРЫ КОНЕЧНЫХ ПОЛЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ УТЕЧЕК ДАННЫХ

Т.А. АНДРИЯНОВА, С.Б. САЛОМАТИН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 20 декабря 2016

Предложены схемы защиты информации в системах обнаружения утечек данных с использованием сигнатур и алгоритмов кодирования в конечных полях. Даны оценки вычислительной сложности и защищенности алгоритмов.

*Ключевые слова:* сигнатура, аутентификация, конечное поле, функция следа, кодовые структуры.

### Введение

Системы обнаружения утечек данных (DLD-системы) широко используют кодовые конструкции для формирования сигнатур и в протоколах аутентификации [1, 2]. Наиболее широко известные системы и алгоритмы [3] могут превышать допустимые возможности в инфокоммуникационных системах с ограниченными ресурсами. Одним из альтернативных решений, позволяющим реализовать быстрые системы вычисления сигнатур и аутентификации с открытым ключом, является применение алгоритмов кодирования информации в конечных полях.

### Кодовая система оператора следа и кода Рида-Соломона

Рассмотрим конечное поле  $GF(q^m)$ , где  $q$  – степень простого числа. Конечное поле  $GF(q)$  является подполем  $GF(q^m)$ . Определим последовательность  $A = (a_1, a_2, \dots, a_n)$ , состоящую из  $n$  различных элементов  $GF(q^m)$ .

Полиномиальная запись элементов  $S$  имеет вид

$$pol_a \Rightarrow \begin{cases} GF(q^m)[X] \rightarrow GF(q^m)^n \\ p(X) \rightarrow \{p(a_1), \dots, p(a_n)\} \end{cases},$$

где  $GF(q^m)[X]$  – множество одномерных полиномов с коэффициентами из  $GF(q^m)$ .

Конечное поле  $GF(q^m)$  можно рассматривать как  $m$ -мерный вектор пространства над  $GF(q)$ . Любой элемент  $\beta \in GF(q^m)$  может быть представлен в виде суммы

$$\beta = \sum_{i=1}^m b_i \gamma_i,$$

где  $\gamma_1, \dots, \gamma_m$  – базис  $GF(q^m)$  над  $GF(q)$ , а  $b_i \in GF(q)$ .



Код Рида-Соломона (РС) размерности  $k$ , корректирующий  $\lfloor (n-k)/2 \rfloor$  ошибок, можно определить как [4]

$$RS\{A\} \rightarrow \{pol_a(f) \mid f \in GF(q^m)[X]; \deg(f) < k\}.$$

Оператор следа, отображающий  $GF(q^m) \rightarrow GF(q)$ , имеет вид

$$Tr(x) = x + x^q + \dots + x^{q^{m-1}}, \forall x \in GF(q^m).$$

Используя функцию следа и операцию скалярного произведения, для любого базиса  $\gamma_1, \dots, \gamma_m$  можно определить дуальный (двойственный) базис как совокупность элементов  $\gamma_1^*, \dots, \gamma_m^*$ , удовлетворяющих условию

$$Tr(\langle \gamma_i, \gamma_j^* \rangle) = 1 \text{ и } Tr(\langle \gamma_i, \gamma_j^* \rangle) = 0; i \neq j.$$

Функцию следа вектора  $\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_n)$  определим как

$$Tr(\mathbf{s}) = (Tr(s_1), \dots, Tr(s_n)).$$

Пусть  $A = (a_1, \dots, a_n)$ , где  $a_i \in GF(q)$ ,  $i = 1, \dots, n$ . Тогда для всех  $\mathbf{s} = pol_a(\mathbf{p})$ , где

$$p(X) = \sum_{i=0}^{k-1} p_i X^i \in GF(q^m)[X],$$

справедливо свойство

$$Tr(\mathbf{s}) = pol_a(P),$$

$$\text{где } P(X) = \sum_{i=0}^{k-1} Tr(p_i) X^i.$$

Соответствующий код РС устойчив к воздействию оператора следа.

*Исходные параметры.* Конечное поле  $GF(q^m)$ , целые числа  $n, k, W, w$ , множество  $A$ , содержащее  $n$  элементов поля  $GF(q)$ .

*Формирование ключей.* Формируется полином  $p(X)$  степени  $k$  со свойством:  $m$  коэффициентов  $p_{k-1}, \dots, p_{k-m}$  полинома образуют базис  $GF(q^m)$  над  $GF(q)$ . После чего вычисляется вектор  $\mathbf{s} = pol_a(\mathbf{p})$ , принадлежащий коду РС. Формируется случайный вектор

$$\mathbf{t} = (t_1, \dots, t_n) \in GF(q^m)^n,$$

имеющий точно  $W$  ненулевых координат.

Открытым ключом объявляется вектор  $\mathbf{K} = \mathbf{s} + \mathbf{t}$  (или вектор  $\mathbf{K}$ , полученный в результате векторного представления числа  $K = s^e$  типа логарифма, или  $\mathbf{K} = f(\mathbf{s}, \mathbf{t})$  полученный в результате одностороннего функционального преобразования  $f$ ) над  $GF(q^m)$ . Вектора  $\mathbf{s}$  и  $\mathbf{t}$  образуют секретный ключ.

*Режим крипто-кодирования.* Информационное сообщение  $\mathbf{u} = (u_0, \dots, u_{k-m-1})$  имеет длину  $(k-m)$  и формируется над полем  $GF(q)$ . Сообщение кодируется  $\mathbf{d} = pol_a(\mathbf{u})$ . Случайным образом выбираются элемент  $\alpha \in GF(q^m)$  и вектор  $\mathbf{e}$  над  $GF(q)$  длины  $n$  с  $w$  ненулевыми элементами. Закодированное сообщение имеет вид

$$\mathbf{c} = \mathbf{d} + \text{Tr}(\alpha \mathbf{K}) + \mathbf{e}, \text{Tr}(\cdot) GF(q^m) \rightarrow GF(q).$$

*Режим крипто-декодирования.* Принимающая сторона укорачивает принятый текст, исключая элементы, расположенные на ненулевых позициях  $\mathbf{t}$ . В результате образуется вектор  $\mathbf{y}' = \mathbf{d}' + \text{Tr}(\alpha \mathbf{s}') + \mathbf{e}'$ . Согласно свойству функция следа  $\text{Tr}(\alpha \mathbf{s}') \in RS_k(\mathbf{s}')$  дает слово кода РС. Используя алгоритм интерполяции [4] можно получить полином  $Q(X)$  степени  $k-1$ , такой, что

$$\text{pol}_a(Q) = \mathbf{d}' + \text{Tr}(\alpha \mathbf{s}') \text{ и } Q(X) = d(X) + P(X).$$

Полином сообщения  $\mathbf{u}$  имеет степень меньшую, чем  $(k-m-1)$ , следовательно, коэффициенты  $Q(X)$  равны  $q_i = \text{Tr}(\alpha p_i)$  для  $i = k-m, \dots, k-1$ . Функция  $\text{Tr}(\alpha p_i)$  для  $i = k-m, \dots, k-1$  позволяет получить  $m$  координат элемента  $\alpha$  в двойственном базисе  $p_{k-1}, \dots, p_{k-m}$ . Знание  $\alpha$  дает полином  $P$ , коэффициенты которого равны  $\text{Tr}(\alpha p_i)$  для  $i = 0, \dots, k-1$ . Теперь можно выделить информационное сообщение

$$u(X) = Q(X) - P(X).$$

### Характеристические последовательности третьего порядка

Пусть  $F = GF(p)$ , где  $p$  – простое число и

$$f(x) = x^3 - ax^2 + bx - 1, \quad a, b \in F$$

полином над полем  $F$ .

Последовательность  $\mathbf{s} = \{s_k\}$  является последовательностью третьего порядка с характеристическим полиномом  $f(x)$  если ее элементы удовлетворяют следующему уравнению [5]:

$$s_k = as_{k-1} - bs_{k-2} + s_{k-3}, \quad k \geq 3.$$

Если  $\mathbf{s}$  имеет начальное состояние  $s_0 = 3, s_1 = a, s_2 = a^2 - 2b$ , тогда  $\mathbf{s} = \{s_k\}$  – характеристическая последовательность, формируемая  $f(x)$ .

Предположим, что  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  представляют собой все три корня  $f(x)$  в разделимом поле  $f(x)$  над  $F$ . В соответствии с формулой Ньютона элементы последовательности  $\mathbf{s}$  могут быть представлены в виде симметричной суммы корней  $k$ -й степени

$$s_k = \alpha_1^k + \alpha_2^k + \alpha_3^k, \quad k = 0, 1, \dots$$

Обозначим период  $f(x)$  как  $\text{per}\{f(x)\}$ . Если  $f(x)$  является неприводимым полиномом над полем  $F$ , то период последовательности  $\mathbf{s}(f)$  равен  $\text{per}\{f(x)\}$ .

Характеристические последовательности имеют следующие свойства.

1. Пусть  $f(x) = x^3 - ax^2 + bx - 1$  будет полином над  $F$ ,  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  и представляют собой все три корня  $f(x)$  в разделимом поле  $f(x)$  над  $F$  и  $\mathbf{s}$  – характеристическая последовательность и пусть

$$f_k(x) = (x - \alpha_1^k)(x - \alpha_2^k)(x - \alpha_3^k),$$

тогда справедливы следующие соотношения:

$f_k(x) = x^3 - s_k(a, b)x^2 + s_{-k}(a, b)x - 1$ , где  $s_{-k}(a, b) = s_k(b, a)$ .

Заметим, что  $f(x)$  и  $f_k(x)$  имеют одинаковые периоды, если  $\text{НОД}(\text{per}\{f(x)\}) = 1$ . Если  $\text{НОД}(\text{per}\{f(x)\}) = 1$ , тогда  $f(x)$  – неприводимый полином над  $F$ , только в том случае, если  $f_k(x)$  неприводим над  $F$ .

2. Пусть  $f(x) = x^3 - ax^2 + bx - 1$  будет полином над  $F$  и пусть  $s$  – характеристическая последовательность, формируемая  $f(x)$ , тогда для всех положительных целых  $k$  и  $e$

$$s_k(s_e(a, b), s_{-e}(a, b)) = s_{ke}(a, b).$$

3. Пусть  $k$  фиксированное положительное число. Если  $\text{НОД}(k, p^l - 1) = 1, l = 1, 2, 3$ , тогда для любых  $u, v \in F$  система уравнений

$$s_k(a, b) = u \text{ и } s_{-k}(a, b) = v$$

имеет единственное решение  $(a, b) \in F \times F$ . Другими словами, последовательности  $s_k(a, b)$  и  $s_{-k}(a, b)$  взаимно ортогональны в  $F$  относительно переменных  $u, v$ .

Введем обозначение  $Q = p^2 + p + 1$ . Положительное целое  $r$  называется лидером смежного класса по модулю  $Q$ , если  $r$  является положительным наименьшим целым числом в множестве  $\{tp^l \bmod Q \mid l = 0, 1, 2\}$ , где  $t$  – положительное целое.

### Алгоритм быстрых вычислений

Пусть  $\{s_k\}$  – характеристическая последовательность над  $F$  с характеристическим полиномом  $f(x)$  и  $\{s_{-k}\}$  ее взаимная последовательность. Тогда для любых положительных целых  $n$  и  $m$  имеем

$$s_{2n} = s_n^2 - 2s_{-n}, s_n s_m - s_{n-m} s_{-m} = s_{n+m} - s_{n-2m}, n \neq m.$$

Пусть  $k = \sum_{i=0}^r k_i 2^{r-i}$  – двоичное представление числа  $k$ ,  $T_0 \neq k_0, T_j = k_j + 2T_{j-1}, 1 \leq j \leq r$ . В этом случае  $T_r = k$ .

Рекуррентные алгоритмы вычислений:

1) для  $k_j = 0$

$$s_{T_{j-1}} = s_{T_{j-1}} s_{T_{j-1}-1} - b s_{-T_{j-1}} + s_{-(T_{j-1}+1)}, s_{T_j} = s_{T_{j-1}}^2 - 2s_{-T_{j-1}}, s_{T_{j+1}} = s_{T_{j-1}} s_{T_{j-1}+1} - a s_{-T_{j-1}} + s_{-(T_{j-1}-1)};$$

2) для  $k_j = 1$

$$s_{T_j} = s_{T_{j-1}}^2 - 2s_{-T_{j-1}}, s_{T_{j+1}} = s_{T_{j-1}} s_{T_{j-1}+1} - a s_{-T_{j-1}} + s_{-(T_{j-1}-1)}, s_{T_{j+1}} = s_{T_{j-1}+1}^2 - 2s_{-(T_{j-1}+1)}.$$

### Схема распределения ключей

*Режим формирования ключей.*

1.  $p$  – простое число и  $f(x) = x^3 - ax^2 + bx - 1$  – неприводимый полином над полем  $GF(p)$  с периодом  $Q = p^2 + p + 1$ .

2. Пользователь А выбирает  $e$ , которое удовлетворяет неравенству  $0 < e < Q$  и условию  $\text{НОД}(e, Q) = 1$  и определяет  $e$  как свой секретный ключ.

3. Пользователь А вычисляет  $(s_e, s_{-e})$  и определяет это значение как открытый ключ криптографической системы.

4. Пользователь Б выбирает  $r$ , которое удовлетворяет неравенству  $0 < r < Q$  и условию  $\text{НОД}(r, Q) = 1$  и определяет  $r$  как свой секретный ключ.

5. Пользователь Б вычисляет  $(s_r, s_{-r})$  и определяет это значение как открытый ключ криптографической системы.

*Режим установления общего секретного ключа*

$$s_e(s_r, s_{-r}) = s_{er} = s_r(s_e, s_{-e})$$

и

$$s_{-e}(s_r, s_{-r}) = s_{-er} = s_{-r}(s_e, s_{-e}).$$

Общий ключ равен

$$(s_{er}, s_{-er}).$$

Пример. Пусть  $p = 11$ ,  $f(x) = x^3 + 4x - 1$  – неприводим над полем  $GF(11)$  и имеет период  $133 = 7 \times 19$ .

Пользователь А: выбирает  $e = 9$  как свой секретный ключ. Открытый ключ

$$e_A = (s_9, s_{-9}) = (10, 6).$$

Пользователь Б: выбирает  $r = 13$  как свой секретный ключ. Открытый ключ

$$e_B = (s_{13}, s_{-13}) = (7, 1).$$

*Установление общего секретного ключа*

Пользователь А:

$$s_e(s_r, s_{-r}) = s_9(7, 1) = 8,$$

$$s_{-e}(s_r, s_{-r}) = s_{-9}(7, 1) = s_{124}(7, 1) = 5.$$

$$\text{Ключ} = (8, 5).$$

Пользователь Б:

$$s_r(s_e, s_{-e}) = s_{13}(10, 6) = 8, \quad s_{-r}(s_e, s_{-e}) = s_{-13}(10, 6) = s_{120}(10, 6) = 5.$$

$$\text{Ключ} = (8, 5).$$

### Система распределения с открытым ключом

Система имеет два состояния: формирования ключей и установления общего ключа пользователей. В первом состоянии формируется двухуровневое ключевое пространство пользователей на основе кубического неприводимого полинома периода  $P = (p^2 + p + 1)$  над полем  $GF(p)$ . Первый уровень содержит секретные ключи пользователей, второй уровень – открытые ключи системного взаимодействия. Ключи первого уровня представляют собой случайные числа, взаимно простые с числом  $P$ . Ключи второго уровня представляют собой пару элементов  $(s_k, s_{-k})$  двух взаимных характеристических последовательностей, формируемых кубическим

полиномом. Пространство ключей представляет собой множества, состоящие из всех лидеров смежных классов модуля  $p^2 + p + 1$  и всех неприводимых полиномов над полем  $GF(p)$  степени 3 с периодом  $p^2 + p + 1$ .

Во втором состоянии формируется общий ключ пользователей на основе свойства характеристических последовательностей:  $s_k(s_e(a, b), s_{-e}(a, b)) = s_{ke}(a, b)$ , где  $k$  и  $e$  положительные целые числа. Алгоритмы системы реализуются с использованием техники быстрых вычислений.

*Оценка уровня защитных свойств.* Защитные свойства характеристических последовательностей и криптосистем на их основе базируются на трудности решения задачи дискретного логарифма в конечном поле  $GF(p^3)$ , где  $p$  – простое число. Вычислительная сложность быстрого алгоритма криптосистемы может быть приблизительно оценена зависимостью  $L \log n$  модулярных операций умножений.

### Заключение

Рассмотрены алгоритмы защиты данных в системах контроля утечек информации. Алгоритмы используют арифметику конечных полей и свойства односторонней функции при решении не полностью определенных уравнений в конечных полях. Алгоритмы поддерживают процедуры аутентификации и формирования сигнатурных последовательностей.

## SIGNATURE OF FINITE FIELDS FOR DATA LEAKAGE DETECTION SYSTEMS

T.A. ANDRIJANOVA, S.B. SALOMATIN

### Abstract

Schemes of information security and algorithm coding in finite fields for data leakage detection systems are considered. Complexity algorithms and level security are evaluated.

*Keywords:* signature, authentication, finite field, trace function, code structure.

### Список литературы

1. Panagiotis P. // IEEE Transactions On Knowledge And Data Engineering. Vol. 22. №3. P. 2, 4-5.
2. Sandip A.K., Kulkarni S.V. // Inter Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering, Vol. 1. P 668-678.
3. Stinson D.R. Cryptography: Theory and Practice. Florida, 1995.
4. Blahut R.E. Algebraic Codes on Lines, Planes, and Curves. Cambridge, 2008.
5. Chen L., Gong G. Communication system security. Florida, 2012.

УДК 621.391

## ВЫБОР НАЧАЛЬНЫХ ТОЧЕК ВОЛНОВОГО ВЫРАЩИВАНИЯ ОБЛАСТЕЙ ПО ГИСТОГРАММЕ ЯРКОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

О.М. АЛЬМИЯХИ, М.В. КОЗАК, М.А. АЛИСЕЕНКО, В.К. КОНОПЕЛЬКО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

*Поступила в редакцию 20 ноября 2016*

Предложен алгоритм выбора начальных точек для волнового наращивания областей на основе выделения локальных максимумов гистограммы яркости пикселей. Алгоритм позволяет управлять числом сегментов в алгоритме волнового наращивания областей и обеспечивает уменьшение ошибки восстановления сегментированных изображений по сравнению с алгоритмами выбора начальных точек роста по периодическому и случайному законам.

*Ключевые слова:* сегментация изображений, наращивание областей, гистограмма яркости.

### Введение

В задачах обработки изображений широко используется сегментация. Она позволяет упростить структуру изображения за счет логического объединения близких по яркости смежных пикселей. Современные методы сегментации берут начало от четырех базовых методов, основанных на формировании областей с использованием водораздела [1-4], квантовании по гистограмме [5], разделении и слиянии областей с использованием квадрата-дерева [6-8], выращивании областей [9-12]. Точность сегментации с помощью данных методов зависит от глобального и локального распределения вероятностей яркости пикселей на изображениях. Сегментация с использованием водораздела не обеспечивает выделение плавных перепадов яркости пикселей. Сегментация на основе квантования по гистограмме не обеспечивает точное разделение областей из-за присвоения одинаковых номеров сегментам с равной или близкой яркостью пикселей. Методы на основе разделения и слияния областей с использованием квадрата-дерева и на основе выращивания областей не позволяют находить границы на плавных перепадах яркости, что приводит к ошибкам сегментации. Метод выращивания областей является самым быстрым и представляет наибольший интерес для задач обработки изображений в реальном масштабе времени на базе универсального компьютера. В [13] предложен метод волнового наращивания областей, позволяющий выделять границы на участках изображений с плавными перепадами яркости пикселей. Однако для него характерна зависимость числа, формы и размеров выделяемых областей изображений от выбора начальных точек сегментации.

Целью работы является разработка алгоритма выбора начальных точек роста для волнового наращивания областей.

### Алгоритм выбора начальных точек роста для волнового наращивания областей

Предлагается алгоритм выбора начальных точек для волнового наращивания областей на основе выделения локальных максимумов гистограммы яркости пикселей. Алгоритм позволяет управлять числом сегментов в алгоритме волнового наращивания областей [13] с помощью двух порогов, определяющих различимость соседних локальных максимумов гистограммы по значению яркости пикселей и вероятности их повторения на изображении.

Алгоритм состоит из следующих шагов.

Шаг 1. Инициализация вектора вероятностей значений яркости пикселей (гистограммы) исходного изображения. Каждому элементу  $g(q)$  вектора  $G = \|g(q)\|_{(q=0, Q-1)}$  вероятностей значений яркости пикселей исходного изображения  $I = \|i(y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$  присваивается значение  $0$  ( $g(q) \leftarrow 0$  при  $q = \overline{0, Q-1}$ ), где  $Q$  – число уровней квантования;  $Y, X$  – размеры изображения по вертикали и горизонтали.

Шаг 2. Инициализация значений порогов локализации максимумов гистограммы. Задаются значения порогов по яркости  $\Delta_E$  и вероятности значений яркости  $\Delta_G$  пикселей. Эти значения определяют количество и площади сегментов, выделяемых в результате волнового наращивания областей.

Шаг 3. Формирование гистограммы. Элементы вектора  $G$  вероятностей значений яркости пикселей исходного изображения  $I$  изменяются в соответствии с выражением  $g(i(y, x)) \leftarrow g(i(y, x)) + 1$  при  $y = \overline{0, Y-1}, x = \overline{0, X-1}$ .

Шаг 4. Выделение локальных максимумов гистограммы.

4.1. Инициализации значения  $G_{MAX}$  и координаты  $E_{MAX}$  текущего локального максимума с помощью выражений  $G_{MAX} \leftarrow g(0), E_{MAX} \leftarrow 0$ .

4.2. Инициализация вектора  $E_G = \|e_G(k)\|_{(k=0, Q-1)}$  координат локальных максимумов гистограммы с помощью выражения  $e_G(k) \leftarrow 0$  при  $k = \overline{0, Q-1}$ .

4.3. Инициализация значений  $q$  счетчика циклов и  $k$  локальных максимумов гистограммы с помощью выражений  $q \leftarrow 1, k \leftarrow 0$ .

4.4. Начало цикла поиска локальных максимумов гистограммы. Проверка условий фиксирования значения текущего локального максимума гистограммы  $(q - E_{MAX} \geq \Delta_E) \vee (g(q) - G_{MAX} \geq \Delta_G) \Rightarrow (e_G(k) \leftarrow E_{MAX}), (G_{MAX} \leftarrow g(q)), (k \leftarrow k + 1), (E_{MAX} \leftarrow q)$ , переход на шаг 4.6.

4.5. Проверка условия переопределения значения текущего локального максимума гистограммы  $(g(q) > G_{MAX}) \Rightarrow (G_{MAX} \leftarrow g(q)), (E_{MAX} \leftarrow q)$ .

4.6. Приращение значения  $q$  счетчика циклов с помощью выражения  $q \leftarrow q + 1$ .

4.7. Проверка условия окончания цикла. Если условие  $q < Q$  выполняется, то осуществляется переход на шаг 4.4. Если это условие не выполняется, то осуществляется выход из цикла и завершение шага 4 выделения локальных максимумов гистограммы.

Шаг 5. Фиксирование количества локальных максимумов гистограммы. Количество  $K$  локальных максимумов гистограммы определяется текущим значением счетчика  $k$  с помощью выражения  $K \leftarrow k$  длины вектора локальных максимумов гистограммы.

Шаг 6. Локализация локальных максимумов гистограммы яркости пикселей на изображении.

6.1. Инициализация нулевых матрицы  $E_L = \|e_L(y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$  и векторов  $Y_L = \|y_L(p)\|_{(p=0, YX-1)}, X_L = \|x_L(p)\|_{(p=0, YX-1)}$  координат начальных точек роста областей на изображении, элементы которых определяются с помощью выражений  $e_L(y, x) \leftarrow 0, y_L(p) \leftarrow 0, x_L(p) \leftarrow 0$  при  $y = \overline{0, Y-1}, x = \overline{0, X-1}, p = \overline{0, YX-1}$ .

6.2. Инициализация значения счетчика  $p$  точек роста областей:  $p \leftarrow 0$ .

6.3. Значения элементов матрицы  $E_L$  и векторов  $Y_L, X_L$  координат начальных точек роста областей на изображении переопределяются с помощью выражений  $\exists k(k \in [0, K-1])(i(y, x) = e_G(k)) \Rightarrow (e_L(y, x) \leftarrow 1), (y_L(p) \leftarrow y), (x_L(p) \leftarrow x), (p \leftarrow p + 1)$ , при  $y = \overline{0, Y-1}, x = \overline{0, X-1}$ .

В результате выполнения данного алгоритма формируется бинарная матрица  $E_L$  и вектора  $Y_L$ ,  $X_L$  координат начальных точек для волнового выращивания областей. Эти данные используются для инициализации алгоритма волнового наращивания областей, предложенного в работе [13].

### Оценка эффективности алгоритма выбора начальных точек для волнового наращивания областей на основе гистограммы яркости пикселей

Разработанный алгоритм выбора начальных точек для волнового наращивания областей на основе выделения локальных максимумов гистограммы яркости пикселей реализован в среде Matlab. Для оценки его эффективности в среде Matlab реализованы также алгоритмы периодического и случайного выбора начальных точек волнового наращивания областей. Сравнение данных алгоритмов произведено по значениям среднеквадратической ошибки MSE, вычисляемых для исходного и восстановленных после сегментации изображений. Количества точек роста, выбираемых по максимумам гистограммы яркости изображения, случайному и периодическому законам, устанавливаются одинаковыми. При восстановлении изображений, сегментированных волновым методом с выбором начальных точек роста областей по максимумам гистограмм яркости, всем пикселям каждого сегмента присваивается значение соответствующей точки роста. При восстановлении изображений, сегментированных волновым методом с выбором начальных точек роста областей по случайному или периодическому законам, всем пикселям каждого сегмента присваивается значение средней яркости этого сегмента.

В таблице для приведенных на рис. 1-4 изображений и изображений, восстановленных после сегментации волновым методом со случайным и периодическим выбором начальных точек роста, приведены значения MSE.

Значения среднеквадратической ошибки MSE для исходного и восстановленных после сегментации волновым методом изображений

Тестовые изображения	Число $K$ начальных точек роста	Значения среднеквадратической ошибки MSE при различных алгоритмах выбора начальных точек волнового выращивания областей		
		Выбор по гистограмме яркости	Периодический выбор	Случайный выбор
«Lena»	48	0,81	1	2,8
	30	1,1	3,9	4,4
	13	3,7	7,48	7,4
	11	4,2	7,5	6,5
«Barbara»	62	10,4	15,8	15,9
	41	16,6	19	16,9
	13	20,6	32,3	23,1
	11	23,6	34,8	33,5
«Boat»	64	3,4	5,9	7,3
	54	4,7	6,9	8,6
	20	8,1	10,9	9
	14	10,6	14,8	11,8
«City»	39	14	14,5	19,1
	37	14,1	14,6	26,8
	17	14,6	19,2	23
	13	15,7	25,5	24,5

На рис. 1 приведены тестовые полутоновые изображения размерами 512×512 пикселей.



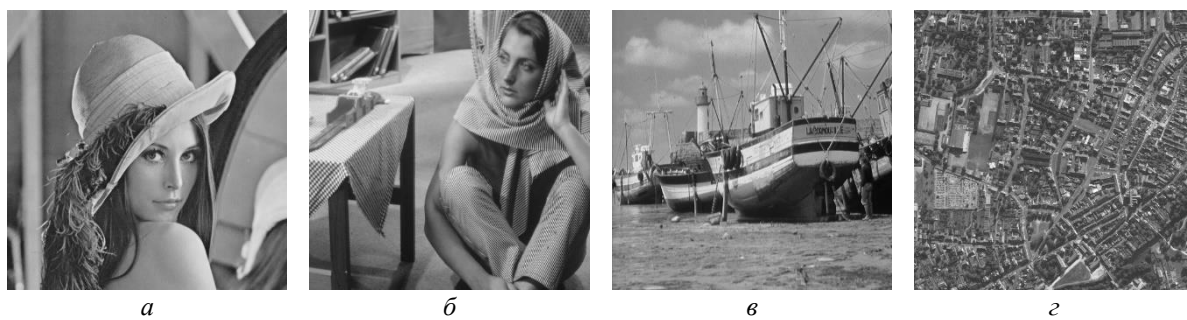


Рис. 1. Тестовые изображения: *а* – «Lena»; *б* – «Barbara»; *в* – «Boat»; *г* – «City»

На рис. 2 приведены соответствующие им восстановленные после сегментации волновым методом изображения при различном числе  $K$  начальных точек роста, выбранных по гистограмме.



Рис. 2. Восстановленные после сегментации изображения при выборе начальных точек роста по гистограмме яркости: *а* –  $K=48$ ; *б* –  $K=62$ ; *в* –  $K=64$ ; *г* –  $K=39$ ; *д* –  $K=30$ ; *е* –  $K=41$ ; *ё* –  $K=54$ ; *ж* –  $K=37$ ; *з* –  $K=13$ ; *и* –  $K=13$ ; *й* –  $K=20$ ; *к* –  $K=17$ ; *л* –  $K=11$ ; *м* –  $K=11$ ; *н* –  $K=14$ ; *о* –  $K=13$

На рис. 3 и 4 приведены восстановленные после сегментации изображения при выборе начальных точек роста по периодическому и случайному законам.

Как следует из таблицы, среднеквадратическая ошибка восстановления изображений увеличивается с уменьшением числа начальных точек роста областей. Алгоритм выбора начальных точек волнового выращивания областей по гистограмме яркости изображения обеспечивает минимальную по сравнению с другими алгоритмами среднеквадратическую ошибку для всех типов тестовых изображений и при любом числе начальных точек роста. Среднеквадратическая ошибка восстановления сегментированных изображений при выборе начальных точек волнового выращивания областей по гистограмме яркости изображения уменьшается максимум до 3,6 и 4 раз по сравнению с выбором начальных точек роста по периодическому и случайному законам соответственно.

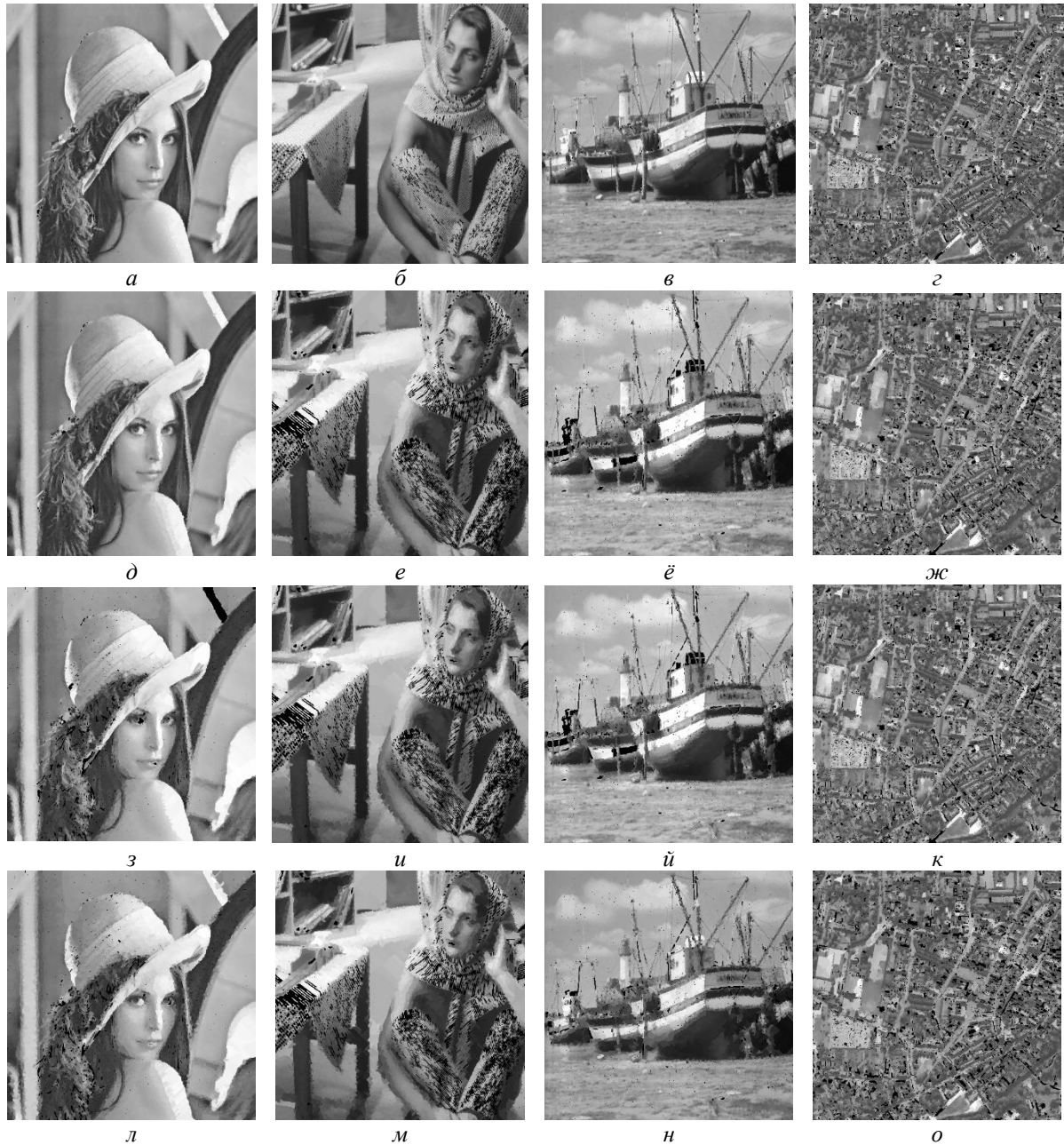


Рис. 3. Восстановленные после сегментации изображения при выборе начальных точек роста по периодическому закону: *а* –  $K=48$ ; *б* –  $K=62$ ; *в* –  $K=64$ ; *г* –  $K=39$ ; *д* –  $K=30$ ; *е* –  $K=41$ ; *ё* –  $K=54$ ; *ж* –  $K=37$ ; *з* –  $K=13$ ; *и* –  $K=13$ ; *й* –  $K=20$ ; *к* –  $K=17$ ; *л* –  $K=11$ ; *м* –  $K=11$ ; *н* –  $K=14$ ; *о* –  $K=13$



Рис. 4. Восстановленные после сегментации изображения при выборе начальных точек роста по случайному закону:  $a - K=48$ ;  $b - K=62$ ;  $в - K=64$ ;  $г - K=39$ ;  $д - K=30$ ;  $e - K=41$ ;  $ё - K=54$ ;  $ж - K=37$ ;  $з - K=13$ ;  $и - K=13$ ;  $й - K=20$ ;  $к - K=17$ ;  $л - K=11$ ;  $м - K=11$ ;  $н - K=14$ ;  $о - K=13$

### Заключение

Разработан алгоритм выбора начальных точек для волнового наращивания областей на основе выделения локальных максимумов гистограммы яркости пикселей изображения. Алгоритм позволяет управлять числом сегментов в алгоритме волнового наращивания областей с помощью двух порогов, определяющих различимость соседних локальных максимумов гистограммы по значению яркости пикселей и вероятности их повторения на изображении. Установлено, что предложенный алгоритм позволяет уменьшить среднеквадратическую ошибку восстановления сегментированных изображений до 3,6 и 4 раз по сравнению с алгоритмами выбора начальных точек роста по периодическому и случайному законам соответственно.

# SEED POINTS CHOICE OF THE WAVE REGION GROWING BY THE HISTOGRAM OF IMAGE BRIGHTNESS

O.M. ALMIAHI, M.V. KAZAK, M.A. ALISEYENKA, V.K. KANAPELKA

## Abstract

The algorithm for the selection of initial points for the wave region growing based on allocation of the local maximums of the histogram brightness of pixels is suggested. The algorithm allows to control the number of segments in the algorithm of wave region growing and provides a reduction in the reconstruction errors of the segmented image compared with the algorithms of selection of the initial seed points of growth for the periodic and random laws.

*Keywords:* image segmentation, region growing, histogram brightness.

## Список литературы

1. *Lalitha M., Kiruthiga M., Loganathan C.* // International Journal of Science and Research (IJSR). 2013. Vol. 2. №2. P. 348-358.
2. *Gauch J.M.* // IEEE Transactions on Image Processing. 1999. Vol. 8. №1. P. 69-79.
3. *Khiyal M.S.H., Khan A., Bibi A.* // Informing Science and Information Technology. 2009. Vol. 6. P. 876-886.
4. *Arindrajit Seal, Arunava Das, Prasad Sen.* // International Journal of Computer Science and Information Technologies (IJCSIT). 2015. Vol. 6. №3. P. 2295-2297.
5. *Chang J.H., Fan K.C., Chang Y.L.* // Image and Vision Computing. 2002. №20. P. 203-216.
6. *Muhsin Z.F., Rehman A., Altameem A. et. al* // The Imaging Science Journal. 2014. Vol. 62. №1. P. 56-62.
7. *Xiaolin Wu.* // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. 1993. Vol. 15. №8. P. 808-815.
8. *Dass R., Priyanka, Devi S.* // International Journal of Electronics & Communication Technology (IJECT). 2012. Vol. 3. Issue 1. P. 66-70.
9. *Singh K.K., Singh A.* // International Journal of Computer Science Issues. 2010. Vol. 7. №5. P. 414-417.
10. *Shih F.Y., Cheng Sh.* // Image and Vision Computing. 2005. №23. P. 877-886.
11. *Sharma Ritu, Sharma Rajesh* // International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering. 2014. Vol. 2. Issue 9. P. 5686-5692.
12. *Saad N.M., Abu-Bakar S.A.R., Muda S., et. al* // Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists. Hong Kong, 14-16 March 2012. P. 674-677.
13. Альмияхи О.М., Цветков В.Ю., Конопелько В.К. // Докл. БГУИР. 2016. №8(102). С. 82-88.

УДК 53.09

## АНАЛИЗ ОТКАЗОВ И МЕТОДОВ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ДОЛГОВЕЧНОСТИ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ И ЗАЩИТНЫХ ПОКРЫТИЙ ОБОРУДОВАНИЯ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

А.Е. ЮХНЕВИЧ, А.Н. КОРОБОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

*Поступила в редакцию 10 ноября 2016*

На основании исследования литературы по проблеме прогнозирования и долговечности печатных плат и защитных покрытий, приведен анализ их отказов, позволяющий разработать методы оценки и прогнозирования отказов печатных плат и защитных покрытий оборудования радиорелейных систем передачи при влиянии реальных условий эксплуатации.

*Ключевые слова:* защитные покрытия, печатные платы, долговечность, радиорелейное оборудование.

### Введение

Вопросам физики отказов защитных покрытий (ЗП) для блоков и приборов радиоэлектронного оборудования, в том числе и радиорелейных систем передачи, посвящена обширная литература [1-10]. В меньшей мере исследованы отказы печатных плат, герметизированных ЗП [11-13] и отказы полупроводников и ИМС, размещенных на герметизированных печатных платах, внешнего блока радиорелейных систем передачи эксплуатирующихся длительное время в конкретных климатических зонах.

### Методы прогнозирования долговечности радиоэлектронного оборудования

В настоящее время разработаны методы прогнозирования долговечности радиоэлектронного оборудования, которое эксплуатируется при различных климатических условиях, в том числе при наиболее жестких условиях морских и приморских трасс [1, 2]. Особое внимание в составе радиорелейных систем передачи требует состояние внешнего блока, который обычно располагается на антенных мачтах и опорах за пределами помещений и подвергается воздействию различных климатических факторов. В качестве основного критерия степени деградации электрофизических свойств ЗП авторы [1] принимают изменение цвета или блеска покрытия от воздействия температуры, влаги, соляного тумана или солнечной радиации. Этот метод эффективен при использовании для герметизации с помощью красок изделий радиоэлектронных систем (РЭС), которые сильно изменяют окраску при длительном воздействии морского климата.

Для большинства лаков, применяемых для защиты печатных плат, эксплуатирующихся в зонах умеренного климата, изменение электрофизических параметров в широких пределах не сопровождается заметным изменением цвета или блеска лака. Кроме того, при появлении микротрещин в лаковой пленке, или нарушении ее адгезии к поверхности платы цвет или блеск лака практически не изменяются. И в то же время при воздействии паров воды и температуры начинается интенсивная коррозия контактных площадок, печатных проводников и сквозных металлизированных отверстий печатных плат, ускоряющих процессы электродиффузии и дальнейшую коррозию проводников [3, 4]. Поэтому данный метод прогнозирования не нашел ши-

рокого применения для оценки надежности герметизированных печатных плат РЭС, предназначенных для эксплуатации в зонах умеренного климата.

В работах [5, 6] предлагается оценивать долговечность полимерных материалов, исходя из предположения, что электрофизические характеристики полимеров определяются главным образом по наличию микротрещин (теория «хрупкого разрыва»).

Анализ измеренных характеристик ЗП, эксплуатирующихся в течение длительного времени (5-6 лет), показывает, что ряд электрофизических характеристик покрытий изменяется при влиянии воздействующих факторов даже тогда, когда микротрещин не наблюдается [1].

Поэтому в работе [7] долговечность полимеров представляется функцией многих факторов:

$$\tau = F(\sigma, T, W, t, c, \dots, M), \quad (1)$$

где  $\sigma, T, W, t, c, \dots, M$  – напряжение, температура, влажность, время, концентрация агрессивной среды и диффузия.

Однако найти универсальную формулу, которую можно было бы применять для различных условий эксплуатации, авторам не удалось. В некоторых простых случаях зависимость (1) представляют в виде произведения функций указанных аргументов:

$$\tau = f(\sigma) \cdot \varphi(T) \cdot \psi(W) \cdot F(t) \cdot \chi(c) \cdot \varphi(M). \quad (2)$$

Например, для полиэтилена:

$$\tau = (\alpha_0 + \eta c) \cdot e^{\left(\frac{U}{kT}\right)}, \quad (3)$$

где  $c$  – концентрация раствора кислоты или щелочи,  $\eta$  – постоянная, зависящая от характера среды.

Для других ЗП значения величин (3) отсутствуют. Кроме того, формула не содержит электрических характеристик, которые, прежде всего, необходимо учитывать при оценке долговечности РЭА.

В работе [8] автор представляет формулу для оценки долговечности защитного покрытия в зависимости от критического давления водяного пара, превышение которого соответствует резкому ухудшению физических параметров ЗП:

$$t = \frac{V \cdot h \cdot d}{S \cdot p} \cdot \ln\left(\frac{p_0}{p_0 - p_k}\right) + \frac{d^2}{2D}, \quad (4)$$

где  $V$  – объем изделия, сорбирующего влагу,  $d$  – толщина герметизирующей оболочки,  $S$  – площадь поверхности герметизирующей оболочки,  $p_0$  – давление водяного пара в атмосфере,  $p_k$  – допустимое давление пара в герметизируемом изделии,  $d^2/2D$  – задержка, характеризующая время увлажнения герметизирующей оболочки.

Формула (4) не учитывает влияние температуры и механических воздействий. Для ее использования необходимо определить  $p_k$ , что в большинстве случаев для изделий, не имеющих внутреннего воздушного объема, встречает непреодолимые трудности. Поэтому при определении долговечности ЗП по (4) результаты расчета отличаются от экспериментальных данных более чем на порядок.

### Анализ методов прогнозирования долговечности ЗП

Некоторые авторы [14, 15] для долговечности ЗП предлагают использовать критические значения их влажностных характеристик, коэффициентов: влагопроницаемости, диффузии и растворимости. Превышение критических значений этих коэффициентов характеризует, по мнению этих авторов, потерю изоляционных свойств материалов. Действительно, на первом этапе, когда возникает вопрос выбора герметизирующего материала, значения влажностных коэффициентов является определяющими. Имеется большое количество ЗП с одинаковыми

значениями этих коэффициентов, но обладающих разной долговечностью. Качество влагозащиты, как справедливо отмечается в работах [13, 14], зависит не только от процесса диффузии и влагопроницаемости, но и от адгезии ЗП к поверхности платы, его эластичности, толщины, скорости и температуры отверждения, полярности по отношению к воде и водяным парам, температуры и скорости сушки и т.д.

Поэтому некоторые авторы для использования деградационных процессов в ЗП используют наиболее общие физико-математические модели, учитывающие основные свойства герметизирующих материалов. В монографии [16] автор показывает, что различные механизмы процессов, происходящих в конструкционных материалах, обусловлены основными физическими процессами, описываемыми уравнениями Аррениуса, Эйринга и Рейжа-Хакима. Первая и третья физические модели удовлетворительно описывают физико-химические процессы в материалах при хранении, влиянии температуры и влажности, а вторая модель – при длительной электрической нагрузке и повышенной температуре.

На основе физической модели Аррениуса надежность изоляционных материалов изучалась в работе [17]. В качестве исходной формулы для определения среднего срока службы ЗП при влиянии температуры, автор принимает соотношение:

$$\bar{\tau}_r = \bar{\tau}_0 \cdot e^{\left(\frac{\alpha'}{\Delta T}\right)}, \quad (5)$$

где  $\Delta T = |T_k - T_0|$  – изменение температуры,  $T_k, T_0$  – значения нормальной и максимальной температур, в которых работает ЗП,  $\alpha'$  – температурный коэффициент, характеризующий скорость деградационных процессов ЗП при изменении температуры,  $\bar{\tau}_0$  – средний срок службы ЗП при температуре  $T_0$ .

В формуле (5) имеются две неизвестные величины  $\bar{\tau}_0$  и  $\alpha'$ . Обычно значение  $\bar{\tau}_0$  принимается по результатам эксплуатации ранее выпускаемых видов ЗП применительно к классам РЭО. Например, для оборудования радиорелейных систем передачи среднее значение  $\bar{\tau}_0$  принимается  $\approx 10^5$  ч, для авиационного оборудования  $\bar{\tau}_0 \approx 2 - 5 \cdot 10^3$  ч и т.д. [17].

Следует отметить, что выбор значения  $\bar{\tau}_0$  для аппаратуры определенного класса совершенно необоснован. При этом не учитываются ни характеристики применяемого покрытия, ни характеристики герметизируемого изделия. Поэтому для практического использования формулы (5) необходимо найти способ обоснованного выбора значений  $\bar{\tau}_0$  и  $\alpha'$  для ЗП печатных плат, внешнего блока радиорелейных систем передачи.

Аналогичную зависимость температуры имеет электрическое сопротивление изоляционного материала [17]:

$$R_{из} \approx R_0 \cdot e^{(-\alpha \Delta T)}, \quad (6)$$

где  $R_0$  – электрическое сопротивление ЗП в нормальных условиях эксплуатации,  $\alpha = \frac{\partial R_{из}}{\partial T} \cdot \frac{1}{R_0}$  –

температурный коэффициент сопротивления, характеризующий скорость изменения сопротивления изоляции при изменении температуры.

Сопротивление изоляции ЗП является важнейшим высокочувствительным параметром любого ЗП и его допустимое изменение может быть принято в качестве основного критерия устойчивости ЗП к влиянию воздействующих факторов. Но для оценки и прогнозирования долговечности ЗП при использовании этого критерия необходимо установить аналитическую связь между изменением сопротивления ЗП во времени при влиянии воздействующих факторов. Рассмотренные методы оценки и прогнозирования долговечности предназначены для определения срока службы ЗП до разрушения или предельного состояния, когда основные его электрофизические характеристики выходят за пределы допустимых значений. Применительно к печатным платам внешнего блока радиорелейных систем передачи, этот срок службы в первом приближении можно считать моментом появления влаги или водяных паров под защитной пленкой лака, после которого начинаются интенсивные процессы электрохимической коррозии и элек-



тродиффузии печатных проводников, контактных площадок и металлизированных отверстий. Продолжительность второго периода, т.е., периода деградации печатного монтажа, обусловленного химической коррозией, исследована в работе [18]. Анализ остальных методов прогнозирования долговечности ЗП изложен в работе [19].

Некоторые характеристики отказов ЗП печатных узлов представлены в работах [9-14, 20], такие как коррозия печатного монтажа и, как следствие, короткое замыкание или обрыв печатных проводников, шероховатость, микротрещины, изменение цвета или блеска, нарушение адгезии.

### **Заключение**

В представленной работе предложен анализ отказов печатных плат и ЗП оборудования радиорелейных систем передачи. Также проанализированы методы прогнозирования их долговечности, позволяющие установить временную зависимость и изменения основных электрофизических параметров в процессе эксплуатации.

При наличии статистически упорядоченных, количественных и качественных характеристик отказов печатных плат и ЗП оборудования радиорелейных систем передачи, на основе предложенных методов прогнозирования долговечности, можно построить статистические функции распределения отказов и установить их адекватность теоретическим функциям распределения.

Указанные физические модели могут служить базой для разработки методов оценки и прогнозирования отказов печатных плат и ЗП оборудования радиорелейных систем передачи при влиянии реальных условий эксплуатации.

## **FAILURE ANALYSIS AND PREDICTION METHODS DURABILITY OF PRINTED CIRCUIT BOARD AND PROTECTIVE COATING EQUIPMENT OF RADIO-RELAY TRANSMISSION SYSTEMS**

A.E YUKHNEVICH, A.N. KORABAU

### **Abstract**

On the basis of research literature on the problem of forecasting and durability of printed circuit boards, and protective coatings, the analysis of failures is given, allowing to develop methods for assessing and predicting failures of PCB and protective coatings of microwave transmission systems equipment under the influence of the real operating conditions.

*Keywords:* protective coatings, printed circuit boards, durability, radio relay equipment.



## Список литературы

1. *Карякин М.И., Рудная Г.В.* Испытание лакокрасочных покрытий в условиях тропического климата. М., 1979.
2. *Елисаветская И.В.* Руководящий материал по срокам службы лакокрасочных покрытий в природных условиях. Черкассы, 1982.
3. *Педрейко С.В., Омельченко П.А., Зинченко Е.В. и др.* // Лакокрасочные материалы и их применение. 1986. №5.
4. *Журавский В.Г., Камкин А.Н., Ошарина А.В. и др.* // Обмен опытом в радиопромышленности. 1985. Вып. 12.
5. *Бартенев Г.М.* Прочность и механизм разрушения полимеров. М., 1984.
6. *Журков А.М.* Известия АН // Неорганические материалы. 1967. №3. С. 1767-1778.
7. *Бокшицкий М.Н., Клинов И.Я., Бокшицкая Н.А. и др.* Статистическая усталость полиэтилена. М., 1967.
8. *Михайлов М.М.* Влагопроницаемость органических диэлектриков. М., 1960.
9. *Вольберг В.В., Верхованцев В.В.* // Полимерные материалы и их применение. 1986. №4. С. 44-51.
10. *Раков А.И.* Надежность РРС связи. М., 1971.
11. *Ляшок А.П., Россошинский А.А., Шевченко Е.С. и др.* // Электронная техника. Сер. 6, Микроэлектроника. 1968. С. 74-79.
12. *Волков В.А.* Сборка и герметизация микроэлектронных устройств. М., 1982.
13. *Волков В.А., Прозоровский Б.С., Воронова Н.И. и др.* // Материалы радиоэлектроники: Труды МИРЭА. 1975. Вып. 74.
14. *Роздял П.* Технология герметизации элементов РЭА. М., 1981.
15. *Даценко Н.С., Соболев В.В.* Долговечность элементов радиоэлектронной аппаратуры. Л., 1973.
16. *Меламедов И.М.* Физические основы надежности. Л., 1970.
17. *Сотсков Б.С.* Основы теории и расчета надежности элементов и устройств автоматики и вычислительной техники. М., 1970.
18. *Лавренев О.В., Тютюнникова С.Г., Минчина Ж.А. и др.* // Обмен опытом в радиопромышленности, 1985. №3.
19. *Троян Ф.Д.* Отчет по НИР «Исследование влияния физико-химических процессов деградации полимерных материалов на работоспособность ИЭТ в РЭА и разработке аппаратуры для их контроля». Гос. рег. №01.86.0033925. Минск, 1987.
20. *Гуревич А.Е., Суханов Т.С.* // Обмен опытом в радиопромышленности. 1979. Вып. №10.

УДК 621.397.13(075.8)

## АНАЛОГОВО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ И ВЫВОД РЕЗУЛЬТИРУЮЩЕГО ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ «КАМЕРА-АЦП»

А.П. ТКАЧЕНКО, М.М. ПОЗНЯК, Д.А. ХАТЬКОВ, Д.Ю. СМОЛЬСКИЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 18 ноября 2016

Изучается проблема выбора аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) в телевизионных системах (ТВС) и системах видеонаблюдения (СВН). Произведен анализ процессов преобразования аналогового сигнала в цифровой и получены выражения для расчета результирующего отношения сигнал/шум ( $ОСШ_{рез}$ ) «камера-АЦП».

*Ключевые слова:* телевизионный сигнал, видеосигнал, аналогово-цифровой преобразователь, защищенность, шум квантования, ОСШ.

### Введение

Телевизионные системы являются одними из самых распространенных средств информационного обслуживания и находят широкое применение в различных сферах деятельности: как в ТВ-вещании, так и в прикладных ТВС и различных СВН. Сегодня происходит слияние средств вещания, телекоммуникаций и компьютерных технологий в целях интеграции служб в глобальном информационном пространстве [1]. Радикальным способом на пути достижения этих целей является переход вещания от аналоговых к цифровым методам формирования и передачи сигналов. Для преобразования аналогового сигнала в цифровой необходимо выполнить ряд операций: дискретизацию, квантование и кодирование. Эти действия осуществляются в аналогово-цифровом преобразователе, который обеспечивает требуемые параметры по частоте дискретизации  $f_d$ , числу уровней квантования  $N_{кв}$  и разрядности двоичного кода.

Поскольку АЦП вносит шум квантования  $ОСШ_{кв}$ , то возникает задача расчета  $ОСШ_{рез}$  цепи, содержащей источник аналогового сигнала (или ТВ сигнала) и АЦП [2].

### Преобразование аналогового сигнала в цифровой

Дискретизация – процесс преобразования непрерывного аналогового ТВ-сигнала  $u(t)$  в последовательность дискретных отсчетов (выборок), следующих с шагом (периодом дискретизации)  $T_d = (f_d = 1/T_d)$ , амплитуда которых пропорциональна мгновенным значениям аналогового сигнала. Выбор частоты  $f_d$  производится по теореме отсчетов (Котельникова-Найквиста) [2]:

$$f_d \geq 2F_b \text{ или } T_d \leq 1/2F_b, \quad (1)$$

где  $F_b$  – высшая частота аналогового сигнала.

Выражение (1) является достаточным всегда, а также необходимым, если

$$F_b/F_n \geq 2, \quad (2)$$

где  $F_H$  – низшая частота аналогового сигнала (рис. 1).

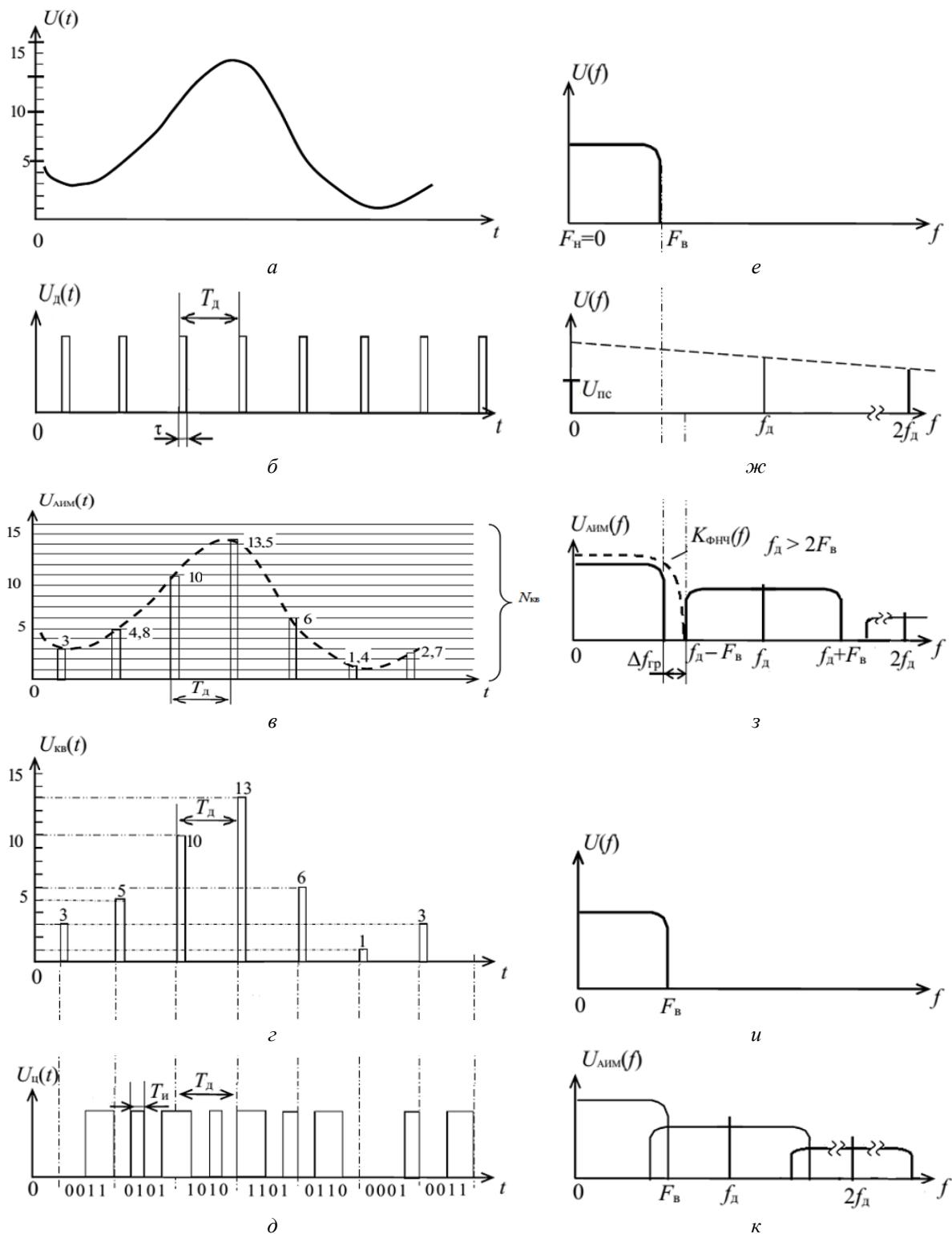


Рис. 1. Преобразование аналогового сигнала в цифровой: *a-d* – временное представление сигнала; *б, ж* – импульсы дискретизации и их спектр дискретизации с постоянной составляющей  $U_{пс}$ ; *в* – квантование отсчетов сигнала на  $N_{кв}$  разрешенных уровней; *г* – квантованное значение отсчетов; *д* – двоично закодированные амплитуды отсчетов; *е* – спектральное представления сигнала; *з, к* – спектр сигналов после дискретизации при  $f_d > 2F_B$  и  $f_d < 2F_B$ ; *и* – восстановленный с помощью ФНЧ спектр аналогового сигнала при  $f_d > 2F_B$

Математически дискретизатор представляет собой перемножитель аналогового сигнала  $u(t)$  (рис. 1, а) на последовательность импульсов дискретизации  $U_d(t)$  – рис 1, б, которые теоретически являются дельта-импульсами  $\delta(t)$ , следующих с шагом  $T_d$ . На его выходе получают импульсы (отсчеты или выборки), амплитуда которых пропорциональна мгновенному значению аналогового сигнала в моменты дискретизации. Поэтому дискретизатор называют еще амплитудно-импульсным модулятором, а сигнал на выходе  $U_{\text{АИМ}}(t)$  – рис. 1, в. Фактически это АИМ-1 (первого рода), при которой вершина отсчетов повторяет форму аналогового сигнала – рис. 1, в. Для правильной работы квантователя этот сигнал преобразуют в АИМ-2 (второго рода), у которого вершина плоская (рис. 1, з).

Если  $F_n = 0$  (всегда выполняется для аналоговых видеосигналов), то спектр сигнала на выходе дискретизатора (рис. 1, з) содержит и частоты  $f_d, 2f_d$  и так далее. В спектре других сигналов, например, речевого  $F_n > 0$ , сами гармоники частоты дискретизации будут отсутствовать, а будут только боковые полосы: слева  $(f_d - F_n) \dots (f_d - F_n)$  и справа  $(f_d + F_n) \dots (f_d + F_n)$ .

На входе и выходе дискретизатора сигнал остается аналоговым по уровням, т.е. имеет бесконечное множество значений в пределах динамического диапазона сигнала (рис. 1, в). На выходе квантователя получается дискретный по времени и уровням сигнал, т.е. цифровой, у которого уровни представлены в десятичной системе счисления (рис. 1, з).

Для полосовых сигналов, а также модулированных сигналов, условие (2) чаще не выполняется, т.е. для них

$$F_b / F_n < 2. \quad (3)$$

В этом случае можно использовать более низкую частоту дискретизации  $f'_d$ , чем по выражению (1). Ее значение должно быть в пределах

$$f_{\text{д.о}} \leq f'_d < f_{\text{д.к}}, \quad (4)$$

где  $f_{\text{д.к}}$  – минимальное значение частоты дискретизации по Котельникову-Найквисту (теоретический предел, если удовлетворяется (2));  $f_{\text{д.о}} = 2(F_b - F_n)$  – минимальная частота дискретизации для случая, когда спектр сигнала, удовлетворяющий условию (3), перемещен по оси частот так, что его низшая частота становится равной нулю:  $F_n = 0$ .

Тогда  $f'_d$  определяют по выражению

$$f'_d = 2(F_b + F_n) / (2n + 1), \quad (5)$$

где  $n = 1, 2 \dots$  подбирается ближайшее значение, начиная с единицы, чтобы соблюдалось неравенство (4).

Справедливость выражений (3) и (5) поясним на примере организации телефонной связи, которая длительное время была аналоговой. Между АТС передавался групповой (многоканальный) сигнал  $U_{\text{гр}}(t)$  с однополосной модуляцией (ОБП) и частотным разделением, например, 60 каналов (ЧРК): ОБП-ЧРК<sub>60</sub>. Этот сигнал занимал полосу частот от  $F_n = 312$  кГц до  $F_b = 552$  кГц, т.е. по 4 кГц на канал. Для повышения помехозащищенности именно этот сигнал и преобразовывали в цифровую форму с помощью АЦП, а на другой АТС на выходе ФНЧ, установленного после ЦАП, получали  $U_{\text{гр}}(t)$ . Так было проще, поскольку каналобразующая аппаратура на АТС сохранялась.

Но для  $U_{\text{гр}}(t)$  с приведенными параметрами выполняется условие (3), но не (2). Поэтому  $f_d$  рассчитывают по выражению (5) и при  $n = 1$  получают значение  $f'_d = 576$  кГц. По выражению (1) получили бы не менее 1104 кГц. Значит, при  $f'_d = 576$  кГц почти в 2 раза уменьшается скорость цифрового потока  $C = f'_d \cdot \log_2 N_{\text{кв}} = f'_d \cdot \log_2 2^m = f'_d \cdot m$ , бит/с и, следовательно, занимаемая полоса частот

в канале. И только позже в цифровой вид стали преобразовывать индивидуальные речевые сигналы 0,3-3,4 кГц с  $f_d = 8$  кГц, применили временное разделение каналов (ВРК) с требуемым количеством (ИКМ-ВРК) и преобразование в линейный код в зависимости от вида направляющей среды – симметричный, коаксиальный кабель или волоконно-оптический.

Если частота  $f_d$  выбрана по выражению (5), спектр сигнала на выходе дискретизатора будет не таким как на рис. 1, з при  $f_d > 2F_b$ . Сначала будет нижняя боковая полоса (НБП)  $(f'_d - F_b) \dots (f'_d - F_n) = (576 - 552) \dots (576 - 312) = 24 \dots 264$  кГц, затем исходный сигнал ОБП-ЧРК<sub>60</sub> с полосой 312...552 кГц,  $f'_d = 576$  кГц (изображаемая пунктиром), потом НБП от второй гармоники  $2f'_d = 600 \dots 840$  кГц и т.д. Таким образом, для восстановления спектра исходного сигнала  $U_{гр}(f)$  необходимо использовать не ФНЧ с полосой расфилтровки  $\Delta f_p$  (рис 1, з), а полосовой фильтр с полосами расфилтровки  $\Delta f_p = f'_d/2 - f_{д,0}/2$ , которые для рассмотренного примера равны по 48 кГц.

### Расчет защищенности от шума квантования

При квантовании сигнала неизбежно возникают ошибки, величина которых естественно случайна, не превышает значение  $\Delta U_{кв}/2$  и имеет равномерное распределение плотности вероятности, равное  $p_{кв}(u) = 1/\Delta U_{кв}$  на интервале от  $a = -\Delta U_{кв}/2$  до  $b = +\Delta U_{кв}/2$ . Зная  $p_{кв}(u)$ , легко определить мощность шума квантования  $P_{ш.кв}$  и эффективное напряжение шума квантования  $U_{ш.кв}$ :

$$P_{ш.кв} = \int_a^b u^2 \cdot p_{кв}(u) du = \frac{1}{\Delta U_{кв}} \int_a^b u^2 du = \frac{1}{\Delta U_{кв}} \left[ \frac{(\Delta U_{кв}/2)^3}{3} - \frac{(-\Delta U_{кв}/2)^3}{3} \right] = \Delta U_{кв}^2 / 12, \quad (6)$$

$$U_{ш.кв} = \sqrt{P_{ш.кв}} = \Delta U_{кв} / \sqrt{12}, \quad (7)$$

где  $\Delta U_{кв}$  – шаг квантования.

Поскольку ТВ-сигнал носит импульсный характер, то за его размах  $U_c$  берется значение между уровнями черного и белого (либо между уровнями синхронизации и белого при кодировании полного сигнала). Тогда размах сигнала  $U_c$  определяется по выражению

$$U_c = \Delta U_{кв} \cdot N_{кв} = \Delta U_{кв} \cdot 2^m, \quad (8)$$

где  $N_{кв}$  – количество уровней квантования, равное  $2^m$ ,  $m$  – разрядность двоичного кода.

В примере, приведенном на рис. 1, число уровней квантования  $N_{кв}$  вместе с нулевым уровнем равно 16. На основании выражений (7) и (8) получаем формулу для расчета отношения сигнал/шум квантования ОСШ<sub>кв</sub> телевизионного сигнала при линейной шкале квантования:

$$\text{ОСШ}_{кв} = 20 \lg \left( \frac{U_c}{U_{ш.кв}} \right) = 20 \lg \frac{\Delta U_{кв} N_{кв}}{\Delta U_{кв} / \sqrt{12}} = 20 \lg \frac{2^m}{(\sqrt{12})^{-1}} = 6,02m + 10,8 \text{ [дБ]}. \quad (9)$$

Результаты расчета ОСШ<sub>кв</sub> ТВ-сигнала при различных  $m$  представлены в табл. 1.

Процессы дискретизации аналогового сигнала и его восстановления по дискретным отсчетам удобно и наглядно описываются не только в частотной области (рис. 1), но и во временной с помощью разложения сигнала в ряд по функциям Котельникова [3].

Если имеется источник сигнала (например, камера) с заданным ОСШ<sub>к</sub>, то необходимо произвести выбор АЦП с ОСШ<sub>кв</sub>, чтобы он ухудшал ОСШ<sub>к</sub> не более чем на 1 дБ [4], т.е.

$$\text{ОСШ}_{\text{рез}} \geq (\text{ОСШ}_{\text{к}} - 1), \text{ дБ.} \quad (10)$$

Таблица 1. Сводная таблица результатов расчета  $\text{ОСШ}_{\text{кв}}$

Число бит/отсчет, $m$	$\text{ОСШ}_{\text{кв}}$ , дБ
6	46,92
7	52,94
8	58,96
9	64,98
10	71,00
11	77,02

Пусть  $\text{ОСШ}_{\text{к}} = 50$  дБ и  $m = 6$ . Требуется определить  $\text{ОСШ}_{\text{рез}}$ , подбирая  $\text{ОСШ}_{\text{кв}}$ , которое должно отвечать условию (10). Поскольку шумы суммируются по мощности, необходимо  $\text{ОСШ}$  выразить в разгах и представить в виде обратных величин:

$$\left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{к}} = 10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{к}}} \text{ и } \left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{кв}} = 10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{кв}}}. \quad (11)$$

Суммируя выражения  $\left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{к}}$  и  $\left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{кв}}$ , получаем

$$\left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{рез}} = \left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{к}} + \left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{кв}} = 10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{к}}} + 10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{кв}}}. \quad (12)$$

Представим выражение (11) в виде  $\left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{рез}}$ :

$$\left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{рез}} = \left(10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{к}}} + 10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{кв}}}\right)^{-1} \quad (13)$$

и запишем  $\text{ОСШ}_{\text{рез}}$  в децибелах

$$\text{ОСШ}_{\text{рез}} = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{рез}} = -10 \cdot \lg \left(10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{к}}} + 10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{кв}}}\right). \quad (14)$$

Расчеты производились в математической среде Mathcad и приведены в табл. 2. Из полученного результата  $\text{ОСШ}_{\text{рез}}$  можно сделать вывод: при разрядности кодового слова  $m = 6$  требуемая защищенность не будет достигнута [5]. Следовательно, необходимо увеличивать  $m$  до тех пор, пока условие (10) не будет удовлетворяться. Чтобы значение  $\text{ОСШ}_{\text{рез}}$  отличалось от  $\text{ОСШ}_{\text{к}}$  менее чем на 1 дБ, необходимо увеличивать разрядность двоичного кода.

Таблица 2. Результаты расчета защищенности в зависимости от разрядности кодового слова

$\text{ОСШ}_{\text{к}}$ , дБ	$m$ , бит/отсчет	$\text{ОСШ}_{\text{кв}}$ , дБ	$\text{ОСШ}_{\text{рез}}$ , дБ
50	6	46,92	45,18
	7	52,94	48,21
	8	58,96	49,48
55	6	46,92	46,29
	7	52,94	50,83
	8	58,96	53,53
	9	64,98	54,58
60	6	46,92	46,71
	7	52,94	52,16
	8	58,96	56,43
	9	64,98	58,8
	10	71,00	59,6
65	6	46,92	46,85
	7	52,94	52,67
	8	58,96	57,99
	9	64,98	61,98
	10	71,00	64,02

По полученным результатам видно, что наилучшая защищенность достигается при разрядности кодового слова  $m$ , равного 8-10, в зависимости от  $ОСШ_k$ , т.е. чем больше  $m$ , тем меньше  $ОСШ_{рез}$  отличается от  $ОСШ_k$ . Аналогично при заданном АЦП с  $ОСШ_{кв}$  производится выбор камеры.

### Заключение

При переходе от аналогового сигнала к цифровому всегда возникают ошибки квантования, избавиться от которых невозможно. В связи с этим необходимо правильно подобрать количество уровней квантования и соблюдать требуемые условия.

Выбор АЦП – сложная и ответственная задача, т.к. большое количество производителей предлагают широкий ассортимент данных устройств. Основными параметрами, определяющими подбор необходимого вида преобразователя, являются число разрядов кода, нелинейность, время и частота преобразования, защита от шума квантования, простота реализации и стоимость.

Получены общие выражения для расчета  $ОСШ_{рез}$  в цепи «камера-АЦП» при различных исходных данных.

## ANALOG-TO-DIGITAL CONVERSION AND CALCULATION RESULTING SIGNAL\NOISE «CAMERA-ADC»

A.P. TKACHENKO, M.M. POZNIAK, D.A. KHATKOU, D.Y. SMOLSKI

### Abstract

The problem of choosing the analog-to-digital converter (ADC) in television systems (FA) and video surveillance systems (IOS) is studied. The analysis of processes of converting the analog signal to digital and expressions for the calculation of the resulting signal/noise ratio «camera-ADC» is done.

*Keywords:* television signal, video signal, analog-digital converter, security, quantization noise, SNR.

### Список литературы

1. Джакония В.Е., Гоголь А.А., Друзин Я.В. и др. Телевидение: учебник для вузов. М., 2007.
2. Ткаченко А.П., Хоминич А.Л., Капура П.А. Цифровое представление сигналов изображения и звукового сопровождения. Минск, 2003.
3. Ткаченко А.П., Хоминич А.Л. Цифровое телевидение. Кодирование источника сообщений в системах цифрового телевизионного вещания. Минск, 2015.
4. Пескин А.Е. Системы видеонаблюдения. Основы построения, проектирования и эксплуатации. М., 2014.

УДК 004.738.2

## ПОСТРОЕНИЕ ГИБРИДНОЙ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОЙ КОРПОРАТИВНОЙ ТЕЛЕФОННОЙ СЕТИ

Н.А. УЧАЕВ, С.Н. ПЕТРОВ, С.В. ВЛАСЮК\*, Т.А. ПУЛКО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

*\*Институт информационных технологий  
Козлова, 28, Минск, 220037, Беларусь*

*Поступила в редакцию 29 октября 2016*

Обоснована актуальность внедрения гибридных корпоративных телефонных сетей, включающих аналоговые системы и системы IP-телефонии, на примере коммуникационной платформы Asterisk. Проведен анализ вопросов экономической эффективности, обеспечения приемлемого качества связи, а также надежности и безопасности предоставляемых услуг.

*Ключевые слова:* интернет-телефония, кластеризация сервисов, IP-АТС Asterisk, SIP-трафик, RTP-поток, протокол TLS, протокол ZRTP.

### Введение

В случае развертывания телефонной сети на предприятии, выбор в пользу IP-решений очевиден: достаточно учесть отсутствие необходимости прокладки дополнительных линий связи. Однако чаще организации и предприятия уже имеют определенный набор сконфигурированного оборудования, линии связи и устоявшиеся практики совершения вызовов. В таком случае возможна миграция инфраструктуры с сохранением ключевых узлов (IP-телефония только для новых абонентов и связи между существующими АТС), линий связи и конечного оборудования (ядро телефонной сети переходит на IP-телефонию, часть абонентов используют аналоговые линии).

Для связи аналоговых линий с IP-сетью применяются FXS-шлюзы. Стандартная телекоммуникационная стойка на 18U позволяет подключить около 430 абонентов (с использованием шести универсальных абонентских шлюзов Eltex TAU-72.IP и патч-панелей для подключения абонентов). При необходимости обеспечения большей плотности подключения и аппаратного резервирования можно использовать специализированные решения, например, интегрированную платформу MSAN MC1000-PX. В базовом варианте указанное выше оборудование может быть подключено к IP-АТС в той же стойке, в результате чего формируется конвергентное решение для задач корпоративной телефонии.

Система, построенная на основе IP-АТС Asterisk, позволяет решать вопросы масштабирования без существенных финансовых затрат. Аналогичное же решение, реализованное средствами аналоговой телефонии, обойдется большими денежными затратами, обладая при этом определенными аппаратно-программными ограничениями (ограниченное количество слотов для плат расширения, необходимость приобретения лицензий и т.п.). В случае с подключением внешних линий, стоимость IP-решений также оказывается ниже стоимости настройки аналоговых АТС, с учетом необходимости оплаты лицензий и стоимости работ квалифицированного инженера.

Помимо стандартных PRI-каналов и GSM-линий, для IP-АТС возможно использование SIP-линий операторов IP-телефонии, что актуально с учетом внедрения Белтелекомом плат-



формы передачи мультимедийного содержимого на основе протокола IP (IP Multimedia Subsystem, IMS). Для создания бюджетных VoIP GSM-шлюзов может использоваться решение на основе USB 3G-модемов.

В современных реализациях аппаратных АТС уже присутствуют функциональные возможности, позволяющие подключить SIP-транки [1], что требует приобретения лицензий или плат расширения [2], а сама настройка является сложной задачей [3].

Итоговое решение позволяет снизить практически до нуля стоимость подключения новых абонентов, позволяет отказаться от использования корпоративной мобильной связи, посредством использования личных смартфонов сотрудников, и использовать автоматическую маршрутизацию по наиболее дешевому маршруту. Хотя стоимость решений для подключения внешних линий к IP-АТС и дает выигрыш в сравнении с решениями для аналоговых АТС, необходимость приобретения аппаратной платформы для запуска программной АТС может привести к большим расходам (например, при закупке выделенных серверов). Для снижения затрат можно рассматривать решения на основе десктопных комплектующих, в ряде случаев используя уже имеющийся компьютерный парк организации. Подобная схема приводит лишь к увеличению числа точек отказа. Вопросы обеспечения надежности спроектированной подобным образом системы выходят на передний план.

### Обеспечение отказоустойчивости систем на основе сетевых АТС

Традиционно отказоустойчивость повышают путем дублирования шлюзов и увеличения числа внешних каналов. Локальные сети, интернет-каналы и системы питания также резервируются или дублируются. Для этого существует масса методик и готовых решений. Однако при переходе к системам IP-телефонии, единой точкой отказа зачастую становится именно сам сервер Asterisk. Само ПО Asterisk, в особенности LTS-ветки, работает достаточно стабильно. Отказ систем приходится на утрату работоспособности аппаратных компонентов. Для решения этой проблемы предлагается использовать кластеризацию.

Кластеризация может быть выполнена различными способами и применяться с различными целями. В контексте задачи повышения надежности системы, применение кластеризации обусловлено низкой надежностью аппаратных компонентов. По умолчанию, Asterisk не содержит средств для кластеризации, схема дублирования сервиса должна быть реализована инженером самостоятельно. Достаточно популярным решением для таких случаев является использование программного продукта для виртуализации VmWare ESXi в качестве гипервизоров. Устанавливается и настраивается Fault-tolerance кластер с общим хранилищем, которое также можно сделать распределенным, используя средства свободной программной объектной сети хранения Serph (рис. 1).

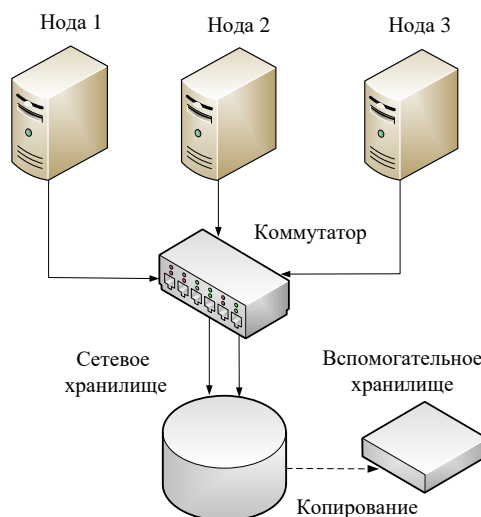


Рис. 1. Схема кластеризации системы виртуализации

В случае падения одного из гипервизоров сервис продолжит работу. Даже не касаясь вопроса стоимости лицензий (которая в несколько раз превышает стоимость оборудования), старый парк персональных компьютеров не будет удовлетворять минимальным требованиям для организации подобной схемы работы. Решения на базе гипервизоров KVM (например, несколько хостов Proxmox и несколько хостов в качестве программно-определяемого хранилища) позволяют организовывать виртуализацию на основе ПК под управлением ОС Linux, однако использование любых технологий полной виртуализации влечет за собой излишние накладные расходы, что критично сказывается на кластере, ноды которого могут располагать по 512-1024 Мб устаревшей оперативной памяти типа DDR или DDR2. Под нодой в данном случае понимается рабочая единица в составе кластера, единичный сервер.

Для кластеризации сервисов на нодах, располагающих небольшим объемом ресурсов и высокой вероятностью отказа, стоит рассмотреть системы паравиртуализации. Популярным примером подобной системы является ПО для автоматизации развертывания и управления приложениями в среде виртуализации на уровне операционной системы Docker, которая позволяет создавать контейнеры с пользовательскими приложениями и гибко управлять ими, работая поверх операционной системы, лишь предлагая слой абстракции, изолируя пользовательские сервисы. Если рассматривать его в качестве платформы для создания кластера, то стоит обратить внимание на систему под названием Docker Swarm. Данный продукт позволяет управлять группой хостов docker-machine, быстро создавать необходимое количество экземпляров сервисов и поддерживать его на заданном уровне при внезапном падении отдельных нод (рис. 2).

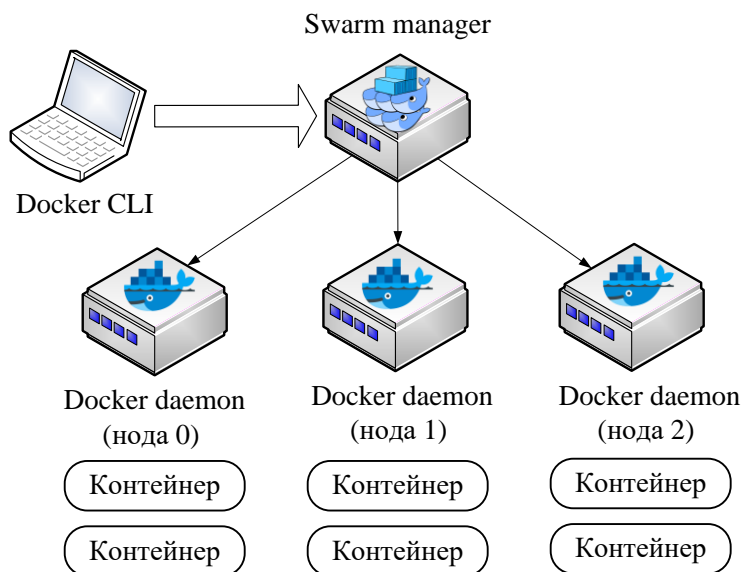


Рис. 2. Общая схема Docker-кластера

Так как в конечной системе будет использоваться ряд контейнеров, содержащих образ IP-АТС Asterisk, необходимо реализовать сервис-посредник, который займется проксированием SIP-трафика до конечных клиентов. В качестве устоявшегося решения, для этих целей применяется программный продукт Kamailio. В конечной схеме он выступит центральным сервисом, к которому будут обращаться клиенты для регистрации. Также этот сервис позволит интегрировать систему аутентификации с корпоративным Radius-сервером или LDAP-базой. Недостаток такой схемы в том, что формируется единая точка отказа в виде данного контроллера сеансов. Для решения проблемы используется программный продукт Keepalived, реализующий протокол VRRP под ОС Linux (сетевой протокол, предназначенный для увеличения доступности маршрутизаторов выполняющих роль шлюза по умолчанию), и позволяющий создавать виртуальный IP-адрес сервиса, который, в свою очередь, будет прослушивать пара нод Kamailio. Результатом будет кластеризация нод контроллера сеансов.

Для того, чтобы ноды Kamailio корректно работали в паре и распределяли нагрузку между Asterisk-нодами, необходимо использовать программное приложение kamailio-etcd-dispatcher. Это готовый преднастроенный образ Docker с etcd хранилищем (распределенным

Key-Value хранилищем, которое запускается на каждой машине кластера и обеспечивает общий доступ практически ко всем данным в масштабе всего кластера), преднастроенный для кластеризации связки контейнеров Kamailio и Asterisk (рис. 3).

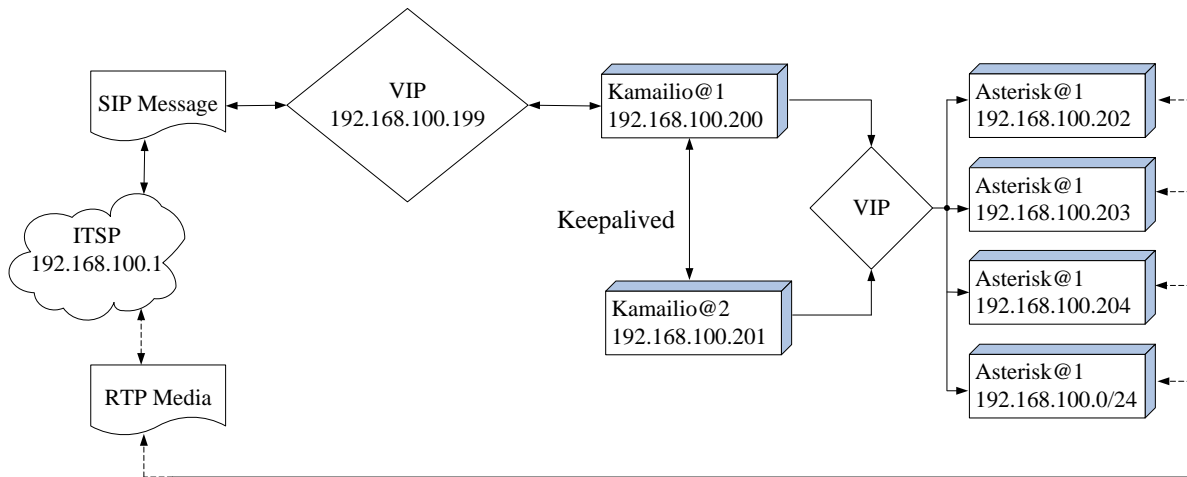


Рис. 3. Диаграмма обслуживания вызовов в кластере телефонии

Кластеризация сервисов позволит повысить надежность аппаратно-программных составляющих, и предоставит гибкие возможности для последующего масштабирования системы или, к примеру, свободного переноса контейнеров в ЦОД хостинг-провайдера.

### Качество связи

Преимущественно, на качество передачи голоса влияет качество канала связи и используемый кодек (если не затрагивать вопрос конечных абонентских устройств). Для борьбы с большими задержками звука и замираниями необходимо настроить параметр QoS (качество обслуживания) для VoIP-трафика. На сегодняшний день, даже бытовые реализации сетевого оборудования располагают всем необходимым для приоритизации трафика телефонии. При выборе кодека стоит учитывать доступную ширину канала и особенности различных реализаций. В пределах кластера, для регистрации шлюзов можно использовать широкополосный кодек G.711, который имеет наивысшую оценку MOS (субъективной оценки качества передачи в телефонных сетях). Однако использование этого кодека конечными абонентами негативно скажется на полосе пропускания и для удаленных офисов, использующих ADSL-линии, настройка параметров QoS может быть малоэффективна. Решением может стать переход на использование кодека G.729. В отличие от кодека G.711, он занимает в 8 раз меньшую полосу (с учетом всех накладных расходов почти в три раза) при достойном уровне MOS. Недостатком этого решения является повышенная нагрузка на сервер Asterisk.

В предложенной схеме Asterisk сервера кластеризованы, следовательно, даже с учетом потенциально слабой конфигурации нод, дополнительная нагрузка не окажет существенного влияния на производительности всей системы.

Для мобильных абонентов, использующих сети Wi-Fi и 3G, можно рекомендовать кодек Opus, который специально разрабатывался для сред с изменяющейся полосой пропускания и качество которого зависит от ширины канала. На сегодняшний день он применяется в Skype и ряде иных решений для IP-телефонии. Также можно воспользоваться кодеком GSM. При достаточно низком показателе MOS, GSM-кодек прост в реализации и имеет низкие требования к полосе пропускания. Помимо указанных выше кодеков, инженер может воспользоваться любым из десятка прочих, свободно доступных для использования.

### Безопасность

Архитектура систем IP-телефонии не содержит обязательных механизмов защиты. Сигнальный трафик и SIP-трафик передаются по сетям в открытом виде. Простые снифферы поз-

воляют собрать и проанализировать данные, получить данные учетных записей пользователей и адреса ключевых сервисов. Аналогичная ситуация с медиа и RTP-потоками, перехватив которые можно прослушать разговор абонентов. Воспользовавшись простыми программными преобразователями текста в речь (Speech to Text) и поиском по ключевым словам, злоумышленник может в короткие сроки получить широкий спектр персональных данных пользователя.

Для VoIP решений существует ряд механизмов, повышающих защищенность конечного решения с помощью криптографических протоколов. Наиболее распространена комбинация протоколов является SIP/TLS (для обеспечения аутентификации) плюс SRTP (для обеспечения шифрования медиапотока и проверки подлинности). В таком случае, SIP-сессия инкапсулируется в SSL-поток, в процессе установления соединения происходит обмен ключами для последующего шифрования RTP-потока. Протокол ZRTP (менее распространен) позволяет обмениваться ключами в начале RTP сессии. Подобный механизм позволяет устанавливать прямые зашифрованные каналы связи между абонентами, гарантируя безопасность передаваемых данных. Схема возможного подключения SIP-клиентов приведена на рис. 4.

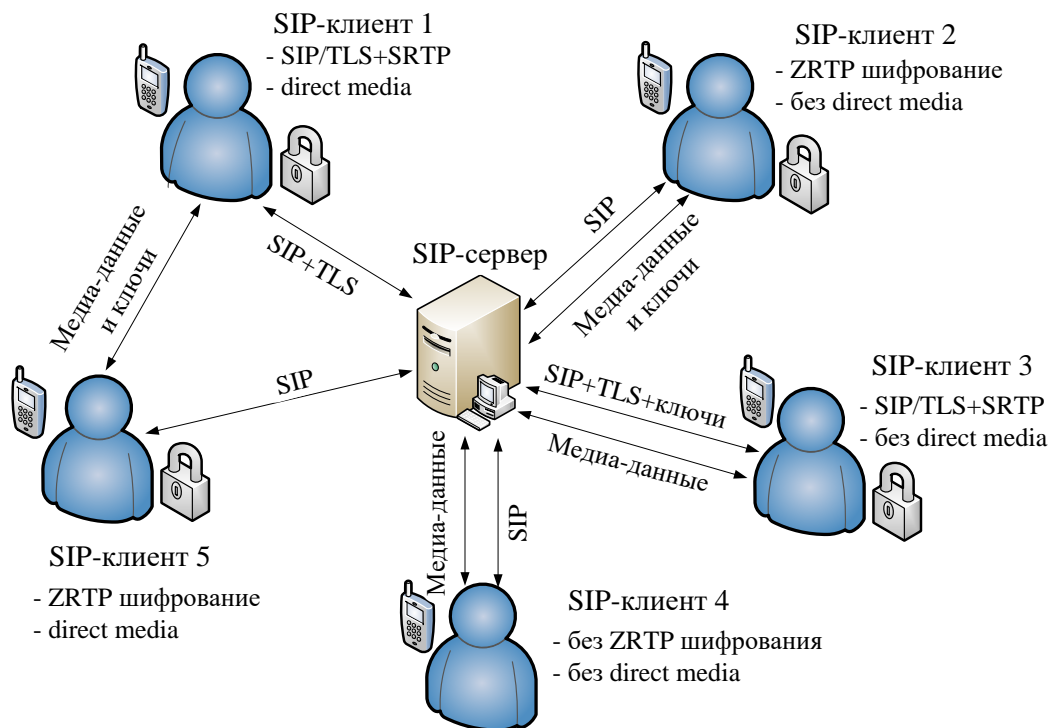


Рис. 4. Схема подключения SIP-клиентов

Предложенная схема организации связи обладает совокупностью уязвимостей, присущих каждому отдельному звену. Однако все применяемые механизмы (вплоть до используемых речевых кодеков) являются продуктами с открытыми исходными кодами, а значит организация, внедряющая у себя такие решения, может провести проверку исходного кода на наличие закладок и уязвимостей. Найденные уязвимости могут быть оперативно исправлены как разработчиками, так и пользователями. Сами средства используют безопасные механизмы обмена трафиком, например, Swarm передает данные только поверх протокола TLS.

Использование Linux-сред позволяет использовать широкий спектр средств для организации защиты сервисов. В их числе правила для корректной настройки межсетевых экранов (iptables, ufw) и блокировки подозрительной активности (fail2ban), системы мониторинга и оповещений об изменениях файлов начального уровня (Tripwire), а также общие системы мониторинга и оповещений (Zabbix). В связке с сервисами телефонии и системами предотвращения утечки информации можно реализовать оповещение ответственных лиц об инцидентах информационной безопасности в автоматическом режиме, посредством голосового вызова на личные мобильные телефоны.

## Заключение

Современные системы IP-телефонии и сопутствующие сервисы позволяют строить отказоустойчивые системы, покрывающие любые потребности предприятий, при этом не требуя серьезных финансовых вложений. Ввиду открытости применяемых программных решений, защищенность конечной схемы многократно возрастает, в сравнении с закрытыми решениями вендоров.

## FAULT-TOLERANT CONSTRUCTION OF HYBRID CORPORATE TELEPHONE NETWORK

N.A. UCHAEV, S.N. PETROV, S.V. VLASYUK, T.A. PULKO

### Abstract

The method of constructing a hybrid telephone network i. e. a network where modern telephony IP-systems works together with analog systems and communication lines is described. The analysis of the economic advisability of switching to digital communication lines, ensuring an acceptable quality of communication, also reliability and security is carried out. The software implementation Asterisk can be used as the core of a hybrid Private Branch eXchange.

*Keywords:* IP-telephony, clustering services, Asterisk IP-PBX, SIP traffic, RTP media, TLS, ZRTP.

### Список литературы

1. Реализация Voip в системах Samsung OfficeServ. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.slideshare.net/tech99/voip-samsung-officeserv>.
2. Лицензия для использования 1 IP-системного телефона или 1 IP Softphone. [Электронный ресурс]. Режим доступа: [http://www.proftelcom.by/litsenziya\\_IP\\_panasonic\\_KX-NCS4201XJ\\_IP\\_Softphone.htm](http://www.proftelcom.by/litsenziya_IP_panasonic_KX-NCS4201XJ_IP_Softphone.htm).
3. Настройка SIP линии на Panasonic TDE-100. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://ilyait.blogspot.com.by/2015/11/sip-panasonic-tde-100.html>.

УДК 621.383.92

## ВРЕМЕННАЯ ПСЕВДОСЛУЧАЙНАЯ ПЕРЕСТРОЙКА ЦИФРОВЫХ ОПТИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Ю.Н. АКСЕНОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 29 ноября 2016

Объектом исследований является вид кодирования сигналов в оптических системах связи. С целью преодоления недостатков традиционных систем радиосвязи на основе передовой технологии UWB-связи предлагается новый вид кодирования оптических сигналов – временная псевдослучайная перестройка цифровых двоичных с активной паузой оптических импульсных сигналов. Предложенная технология позволяет повысить помехоустойчивость систем оптической связи и обеспечить защиту информации от несанкционированного доступа при ее передаче по сравнению с существующими оптическими системами связи. Предложены способы ее использования.

*Ключевые слова:* оптические системы связи, импульсные сигналы, безопасность передачи информации.

### Введение

Анализ существующих систем радиосвязи [1-5], их сигналов и принципов функционирования, достоинств и недостатков показывает, что характеристики систем связи улучшались по мере освоения видов сигналов и их способов приема, разделения и обработки. Каждый раз возникала необходимость грамотно распределить ограниченный эфир по частоте или по времени между рабочими радиостанциями. Параллельно решался вопрос уменьшения полосы частот, занимаемых сигналами. Однако, проблемы при приеме простых (первичных) сигналов, у которых ширина спектра  $F_s$  равна ширине спектра излучения  $\Delta F_s$ , не исчезали. Такие сигналы являются узкополосными.

Применение сложных широкополосных сигналов и статистических способов их обработки (корреляционного приема или обработки сигнала в оптимальном фильтре) позволило улучшить электромагнитную совместимость, помехоустойчивость (замирания сигналов, противодействия помехам) и пропускную способность систем связи. Для военных систем обеспечивается и скрытность связи.

### Сложные сигналы

У сложных сигналов за время их длительности  $T_s = 1/F_s$  происходит дополнительная модуляция (манипуляция по частоте или по фазе), что приводит к расширению их спектра. Для базы сложного сигнала  $B_{ss}$  используют соотношение:

$$B_{ss} = T_{ss} \Delta F_{ss} \gg 1, \quad (1)$$

где  $\Delta F_{ss}$  – ширина спектра сложного сигнала в  $B_{ss}$  раз больше  $\Delta F_s$  и

$$B_{ss} = \Delta F_{ss} / \Delta F_s. \quad (2)$$

Избыточность спектра сигналов придает им полезные свойства. К примеру, чем больше  $B_{ss}$  тем больше скрытность системы связи.

В системах связи со сложными сигналами используют технологию кодового (по форме) разделения сигналов и каналов, когда все сигналы систем используют общую полосу частот (рис. 1).

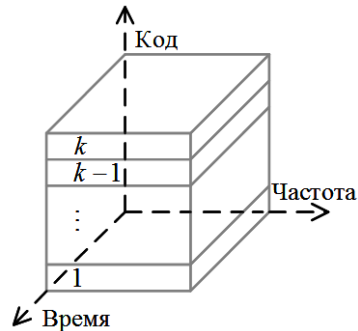


Рис. 1. Кодовое разделение сигналов (CDMA и FHSS)

В конце 20 века стали использовать широкополосные сигналы с так называемым коэффициентом широкополосности сигнала [4]:

$$\beta_{ss} = \frac{F_{ss}}{2f_0} \quad (3)$$

где  $f_0$  – частота несущей сигнала. В системах «широкополосной» связи диапазонов ВЧ и УВЧ он равен десятым долям процента, а в сотовых системах связи и в системах различного назначения  $\beta_{ss} \approx 0,2 \div 0,5$ . При коэффициенте  $\beta_{ss} \approx 1$  база сигнала достигает значений  $0,5 \cdot 10^9$ .

Для расширения спектра сигналов используются следующие методы:

- метод непосредственной модуляции несущей псевдослучайной последовательностью (ППС, англ. Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS) в широкополосных системах связи со сложными сигналами;
- метод псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ, англ. Frequency Hopping Spread Spectrum, FHSS) в сверхширокополосных каналах связи с простыми сигналами;
- метод расширения спектра при линейной частотной модуляции (ЛЧМ, англ. Chirp Spread Spectrum, CSS).

Широкополосные системы связи являются аналого-цифровыми, которые используют двоичные сигналы с пассивной паузой: с двумя разрешенными значениями цифр «включено» и «выключено». При этом так называемая несинусоидальная (в частном случае, цифровая) несущая лучше «несет» энергию сигнала в зону приема. Для расширения спектра применяются двоичные дискретные периодические псевдослучайные последовательности (ПСП): функции Радемахера и Уолша [1, 4-7].

При приеме широкополосных сигналов в оптимальном демодуляторе используются образцы символов «0» и «1» ( $s_i(t)$ ). Принятый сигнал  $z(t)$  умножается на образец сигнала  $s_i(t)$  и фильтруется. Таким образом, вычисляется корреляционный интеграл (скалярное произведение):

$$(z, s_i) = \int_0^T z(t) s_i dt. \quad (4)$$

В результате получается свернутый узкополосный сигнал, что приводит к улучшению отношения сигнал/шум на выходе коррелятора в  $B_{ss}$  раз по отношению ко входу. Далее узкополосный сигнал обрабатывается обычным способом.



## Анализ сотовой системы связи Ultra Wide Band (UWB)

Наиболее современной является технология сверхширокополосной связи Ultra Wide Band (UWB) [3, 8]. Это метод временной позиционно-импульсной модуляции, использующей сверхширокополосные сигналы. Это «импульсное радио» без несущей.

В системе UWB спектр сигнала расширен из-за применяемых коротких импульсов. Ширина полосы сигнала составляет около 160 % от центральной частоты  $f_0$ .

Основные достоинства UWB:

- большое число каналов связи;
- совместимость с другими системами;
- обеспечение скрытности радиосвязи из-за низкой спектральной плотности сигнала и отсутствия информации о параметрах сигнала;
- работа в условиях интерференции сигналов;
- возможность высокоточной пеленгации абонента;
- большая проникающая способность сигналов из-за малой длины волны;
- простота устройств UWB (приемник построен по схеме прямого усиления, алгоритмы цифровой обработки сигналов отсутствуют, а в передатчике нет усиления сигнала по мощности перед подачей его в антенну);
- высокая помехоустойчивость (эффективное усиление при обработке сигнала) за счет применения корреляционной обработки сигнала на приеме и многократного повторения информационного сигнала (например, 200 раз);
- малое энергопотребление (средняя мощность излучаемых импульсных сигналов составляет единицы мВт и меньше).

Недостатки систем UWB:

- требуются мощные импульсные ключи, которые должны открываться и закрываться от 10 до сотен пс с мегагерцовой частотой при высокой стабильности и при больших коммутируемых напряжениях (токах);
- большие импульсные мощности излучаемых сигналов, которые воздействуют на организм человека и устройства [9].

Недостатки являются сдерживающим фактором развития систем UWB.

Ограниченный частотный ресурс диапазона радиоволн, необходимость в мобильных системах терминалов в помещениях и воздействие электромагнитного излучения на организм человека и на электронные устройства вынуждают вести поиск альтернативных UWB-системам беспроводных видов связи в оптическом диапазоне длин волн [10, 11].

## Оптические системы связи

В волоконно-оптических системах связи (ВОЛС) в настоящее время используются только два вида модуляции: аналоговая и цифровая (рис. 2) [12].

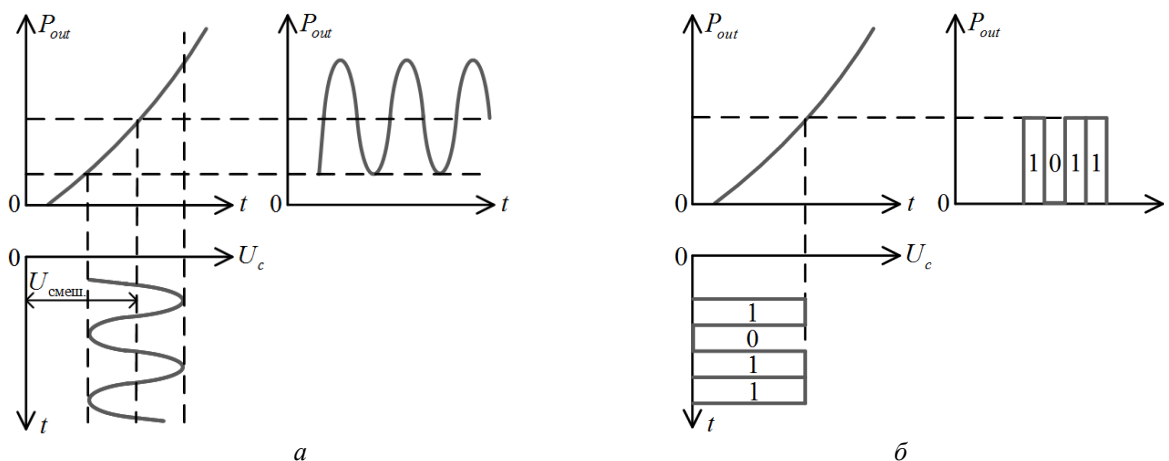


Рис. 2. Виды модуляции оптических сигналов: *a* – аналоговая; *б* – цифровая



При аналоговой модуляции с изменением модулирующего электрического сигнала  $U_c$  изменяется интенсивность светового потока  $P_{out}$  (частота или фаза светового сигнала). Однако применение светодиодов исключает возможность частотной и фазовой модуляции, так как у светодиода широкая полоса спектра излучения, а при этом необходимо стабильное и когерентное излучение. Кроме того, аналоговая модуляция подвержена нелинейным искажениям.

При цифровой модуляции [10] для передачи бинарного кода используются видеопульсы: сигнал нижнего уровня интенсивности светового потока  $P_{out}$  «0» и верхнего уровня – «1». В качестве оптических передатчиков применяются лазеры и светодиоды. Такой вид модуляции меньше подвергается нелинейным искажениям и помехам, хотя и является более сложным.

В ВОЛС лучшими оптическими технологиями в цифровых сетях связи являются IP, SDH и WDM. Эти транспортные технологии удовлетворяют требованиям к наземным сетям связи. Однако здесь не обеспечивается защита информации от несанкционированного доступа. Так, в ВОЛС в «составе» оптического информационного импульса находится множество фотонов, которые дублируют друг друга, что дает возможность их частичного перехвата.

Для защиты информации начали применять квантовую криптографию, в которой используют одиночные фотоны с определенной поляризацией или фазой. Перехват фотонов указывает адресату на несанкционированный доступ. Если перехваченный квант «клонировать» для передачи адресату, то поляризация его неоднозначна (искажается), что приводит к большим ошибкам при приеме, указывающим на несанкционированный доступ. Поэтому секретные службы зарубежных государств и банковские сети [13-17] переходят на квантовые линии связи.

Одиночные фотоны получают при сильном ослаблении излучения лазера в двухпроходной оптической схеме или используют однофотонные излучатели на квантовых точках (разработаны в Институте физики полупроводников им. А.В. Ржанова СО РАН (Россия)). Кодирование квантовых состояний фотонов может быть фазовым или поляризационным. В двухпроходной оптической схеме на обратном пути к приемнику происходит автоматическая компенсация всех поляризационных и фазовых искажений фотонов. Однофотонными приемниками могут служить лавинные фотодиоды ЛФ и сверхпроводящие детекторы из набора нанопроволок толщиной около 50 нм. Последние имеют меньшие шумы.

Зашифрованные данные можно передавать по открытым ВОЛС при использовании протокола BB84 в передаче фотонов с поляризацией в четырех направлениях: горизонтальной, вертикальной, +45 градусов и –45 градусов. Секретный ключ шифрования стороны вырабатывают перед обменом данными, исходя из условно принятых логических «0» и «1». Максимальная дальность передачи квантового ключа по ВОЛС со сверхпроводящими детекторами до 250 км и до 150 км при использовании лавинных фотодиодов ЛД. На предельных расстояниях скорость передачи составляет около 10 бит в секунду, а на пятидесяти километрах – примерно 10 кбит в секунду. Поэтому квантовые линии связи имеют высокую ценность только для передачи конфиденциальных данных.

Первые теоретические исследования технологии передачи информации оптических систем связи в открытом пространстве (Free Space Optical, FSO) до 1980 г. в инфракрасном диапазоне длин волн [13] показали, что для помещений с протяженностью 50 м максимальная скорость передачи информации не превышает 10 Мбит/с, а практически достигает скорости передачи 64 кбит/с. Качество этих систем в основном определялось светодиодами ИК-связи с низкими модуляционными параметрами. В 2006 г. при передаче данных лазерным лучом между двумя спутниками Kiragi и ARTEMIS достигнута скоростью порядка 50 Мбит/с на дистанции 40000 км.

В атмосфере системы FSO работают и при дожде, а туман является помехой. Поэтому Российское оборудование Artolink – M2 имеет в своем составе миллиметровую радиосистему, которая функционирует при тумане. Artolink – M2 в 2010 г. на тестировании обеспечил передачу данных на дистанциях до 2,5 км при скорости 10 Гбит/с.

Основные недостатки инфракрасных систем связи FSO, которые не позволяют их использовать в оптических фемтосетевых сетях связи OLAN, в качестве интерфейсов подвижных устройств (в частности, медицинских мониторов, на беспилотных летательных аппаратах и др.) и в открытых водных пространствах:

- большие габариты и вес;

- излучение лазера опасно для человека;
- наличие габаритных оптических линз;
- наличие для связи только прямого излучения света;
- они не могут работать в водных средах (из-за ИК-лазера).

Для преодоления указанных недостатков, достижения высокой помехоустойчивости, конфиденциальности передачи данных предлагается метод кодирования цифровых оптических двоичных с активной паузой импульсных сигналов, названный в Евразийской заявке №201300973 от 09.07.2013г. «Минским кодом».

### «Минский код» – цифровые импульсные оптические сигналы с активной паузой

Предложенный метод кодирования использует временную псевдослучайную перестройку цифровых импульсных оптических сигналов ультрафиолетового, видимого и инфракрасного диапазонов.

Цифровой сигнал получаем при импульсно-позиционной модуляции (англ. Pulse-position modulation, PPM). Используются импульсы-«маркеры» длительностью  $\tau_n \ll T$  (пс), например, при длительности его периода  $T = 200$  нс (рис. 3, а).

На рис. 3, б показан пример модуляции цифрового оптического сигнала одного абонента в одноканальной системе связи путем смещения информационного импульса  $\tau_n$  относительно импульса-«маркера» с периодом  $T$  на время  $-\tau_n/2$  при символе «0» и на время  $+\tau_n/2$  при символе «1».

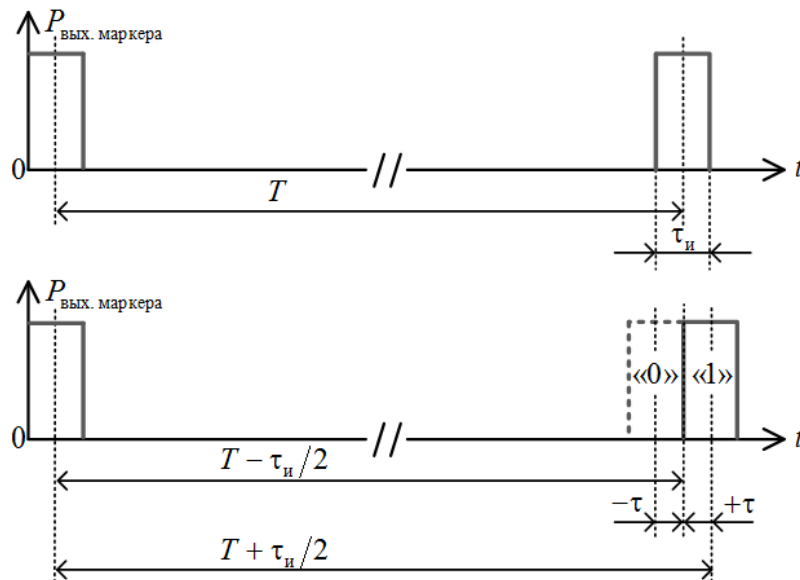


Рис. 3. Цифровая модуляция оптических сигналов в одноканальной системе связи

На рис. 4 показана структурная схема электрической части оптического модулятора одного канала системы связи (терминала абонента).

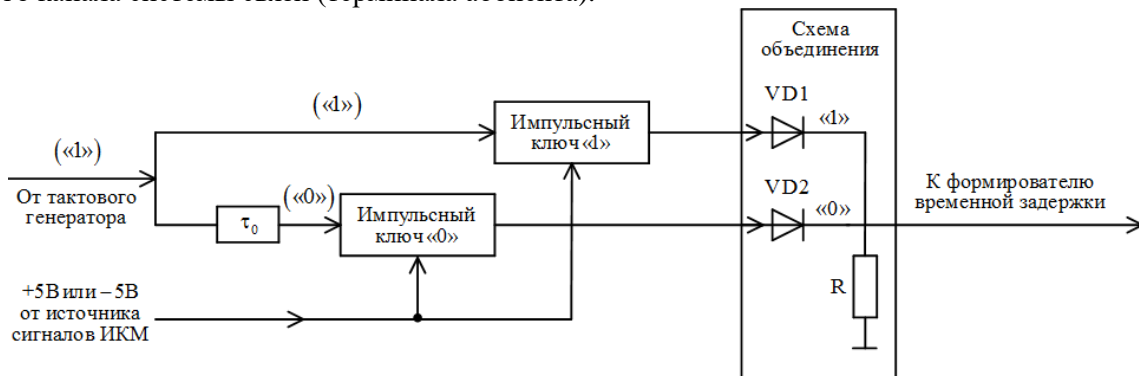


Рис. 4. Структурная схема электрической части оптического модулятора

Пусть тактовый генератор системы связи (не показанный на рисунке) в конце цикла  $T$  вырабатывает импульсы длительностью  $\tau_n$ . Примем их за исходные сигналы («1»). Исходные сигналы («0») образуются после задержки тактовых импульсов на время  $\tau_0$ . Для обеспечения защиты системы связи от межсимвольных искажений выбирают длительность информационных импульсов  $\tau_n < \tau_0$ .

Информационные сигналы «1» и «0» «выбираются» импульсными ключами, которые управляются сигналами импульсно-кодовой модуляции ИКМ.

В многоканальной системе оптической связи (и при организации множественного доступа в системе сотовой оптической связи) вводится кодирование путем временной псевдослучайной перестройки цифровых оптических импульсных сигналов. Информационные импульсы «1» и «0»  $k$ -го канала или в терминале абонента  $k$  смещаются дискретно во временном интервале  $T$  ( $T$  – цикл) на текущий временной сдвиг

$$\tau_k = T \pm \tau_n - \Gamma_k(t) \tau_0, \quad (5)$$

где  $\Gamma_k(t) \tau_0 \gg \tau_n$  – временной сдвиг каждого информационного импульса канала системы связи (или терминала);  $\Gamma_k(t)$  – персональный коэффициент временного сдвига импульса  $k$ -го канала системы связи (терминала абонента), выбранный из некоторой целочисленной псевдослучайной последовательности (целое число от 1 до  $N$ );  $\tau_0$  – время длительности элемента линии задержки формирователя временной задержки системы оптической связи.

После схемы объединения информационные сигналы поступают в формирователь временной задержки, где сигнал получает временную задержку, определяемую псевдослучайной последовательностью. Формирователь временной задержки позволяет обеспечить многоканальную работу оптической системы связи ВОЛС с различными временными сдвигами информационных импульсов  $N$  каналов (сигналов абонентов в сотовой системе связи).

Задание временного положения импульса каждого канала на основе псевдослучайной последовательности усложняет перехват информации, что позволяет также обеспечить защиту передаваемой информации от несанкционированного доступа.

Применение оптических сигналов с активной паузой для кодирования «0» и «1» в «Минском коде» позволяет обеспечить более высокую помехоустойчивость оптических систем связи, чем у существующей цифровой оптической модуляции, где применяются оптические сигналы с пассивной паузой (рис. 2, б).

Достоинства «Минского кода»:

- использование оптических сигналов с активной паузой, что увеличивает помехоустойчивость;
- каждая информационная посылка (сложного сигнала) повторяется многократно, что дает при приеме сигналов накопление их энергии;
- в приемнике обеспечивается корреляционный прием сигналов оптическим логическим элементом И, при котором сигналы от других оптических излучателей не воздействуют и могут влиять на отдельный импульс, а не на информационный бит в целом, а также позволяет уменьшить влияние модовой дисперсии в многомодовом световоде, что увеличивает дальность связи;
- прием своих отраженных оптических сигналов невозможен, так как они имеют задержку по времени;
- фон рассеиваемого луча слабее, чем у отраженных радиоволн;
- луч света уже, чем радиолуч, что способствует скрытности сигнала, а отсутствие информации о параметрах сигнала при организации псевдослучайной перестройки цифровых активных оптических сигналов обеспечивает защиту передаваемой информации от несанкционированного доступа.

С изобретением временной позиционно-импульсной оптической модуляции появляются перспективы в развитии FSO в космосе, в населенных пунктах, на больших промышленных объектах, в замкнутом пространстве (стадионе, самолете, доме и т.д.) и в открытом море.

Фемтосотовая оптическая связь может использоваться для организации телефонных и телевизионных каналов и офисных сетей. При этом оптические средства связи с использовани-

ем светодиодов могут обеспечить экологическую безопасность, где коммуникации с радиоизлучениями запрещены или очень нежелательны.

### Заключение

Предложен новый вид кодирования оптических сигналов – временная псевдослучайная перестройка цифровых оптических импульсных сигналов с активной паузой («Минский код»), способный обеспечить оптическим системам связи высокую помехоустойчивость, большую широкополосность, а также защиту передаваемой информации от несанкционированного доступа.

## TIME-DEPENDENT PSEUDORANDOM HOPPING OF DIGITAL OPTICAL PULSE-SHAPED SIGNALS

Yu.N. AKSENOV

### Abstract

The object of the investigations is the type of signal encoding in optical communication systems. In order to overcome the drawbacks of the traditional radio communication systems a new type of optical signals encoding is suggested on the basis of the advanced technology of UWB-communication. In the suggested method the digital optical pulsed signals with an active pause are shifted in time under a pseudorandom law. This allows achieving a high noise-resistance and information protection against the unauthorized access while data transfer for optical communication systems in comparison to the traditional communication systems. The ways of its implementation are discussed.

*Keywords:* optical communication systems, pulsed signals, information transmission security.

### Список литературы

1. Берлин А.Н. Цифровые сотовые системы связи. М., 2007.
2. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. М., 2006. С. 138-148.
3. Scholtz R.A. Multiple Access with Time-hopping Impulse Modulation. Los Angeles, 1993.
4. Урядников Ю.Ф., Аджемов С.С. Сверхширокополосная связь. М., 2005.
5. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М., 2007.
6. Ждейкс У.К. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ. М., 2000.
7. Крутов А. // Беспроводные технологии. 2007. №1. С. 6-9.
8. Дубенюк Н. Мобильник убийца. М., 2007.
9. Фриман Р.Л. Волоконно-оптические системы связи. М., 2006.
10. Носов Ю.Р. Оптоэлектроника. М., 1989.
11. Пихтин А.Н. Оптическая и квантовая электроника. М., 2001.
12. Ермаков О.Н. Прикладная оптоэлектроника. М., 2004.
13. Гулаков И.Р., Зеневич А.О. Фотоприемники квантовых систем: монография. Минск, 2012.
14. Гулаков И.Р., Зеневич А.О. // Приборы и техника эксперимента. 2001. №4. С. 137-139.
15. Гулаков И.Р., Зеневич А.О. // Технические средства защиты информации. 2005. С. 94-95.
16. Гулаков И.Р., Зеневич А.О. Тимофеев А.М. // Приборостроение. 2012. С. 56-57
17. Аксенов Ю.Н., Костюковский А.Г. Способ передачи информации в оптической системе связи, оптическая система связи для его реализации, приемо-передающий терминал и система связи глобального информационного общества. Заявка в ЕАПВ регистрационный № 201300973 от 09.07.2013.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

1. Аксенов Юрий Николаевич - соискатель кафедры защиты информации БГУИР
2. Алисеенко Маргарита Александровна - студент кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
3. Аль-Бахдили Хасан Кассим - аспирант кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
4. Альзаки Хайдер Макки Хамид - аспирант кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
5. Альмияхи Осама Мажид Хилал - аспирант кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
6. Андриянова Татьяна Александровна - аспирант кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
7. Бобов Михаил Никитич - д.т.н., профессор кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
8. Власюк Светлана Владимировна - зам. декана факультета компьютерных технологий ИИТ БГУИР
9. Волков Кирилл Аркадьевич - к.т.н., доцент кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
10. Добровольский Евгений Александрович - магистрант кафедры систем телекоммуникаций БГУИР
11. Зайцев Станислав Сергеевич - магистрант кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
12. Карбалаи Салех Хоссейн Мохаммадэбрахим - магистрант кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
13. Ковшик Виктория Анатольевна - магистрант кафедры систем телекоммуникаций БГУИР
14. Козак Мария Викторовна - студент кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
15. Конопелько Валерий Константинович - д.т.н., профессор, зав. кафедрой сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
16. Коробов Александр Николаевич - магистрант кафедры систем телекоммуникаций БГУИР

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

17. Королёв Алексей Иванович - к.т.н., доцент кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
18. Ланденко Владимир Олегович - магистрант кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
19. Липкович Эдуард Борисович - доцент кафедры систем телекоммуникаций БГУИР
20. Макейчик Екатерина Геннадьевна - старший преподаватель кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
21. Махмуд Махмуд Басил Махмуд - магистрант кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
22. Петров Сергей Николаевич - к.т.н., доцент кафедры защиты информации БГУИР
23. Позняк Михаил Михайлович - магистрант кафедры систем телекоммуникаций БГУИР
24. Пулко Татьяна Александровна - к.т.н., доцент кафедры защиты информации БГУИР
25. Рабцевич Виолетта Викторовна - аспирант кафедры систем телекоммуникаций БГУИР
26. Садик Бакир Джафар Садик - аспирант кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
27. Саломатин Сергей Борисович - к.т.н., доцент кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР
28. Смольский Денис Юрьевич - магистрант кафедры систем телекоммуникаций БГУИР
29. Ткаченко Анатолий Пантелеевич - к.т.н., доцент кафедры систем телекоммуникаций БГУИР
30. Учаев Никита Александрович - магистрант кафедры защиты информации БГУИР
31. Хатьков Дмитрий Александрович - аспирант кафедры систем телекоммуникаций БГУИР
32. Цветков Виктор Юрьевич - д.т.н., профессор кафедры систем телекоммуникаций БГУИР
33. Шевчук Оксана Геннадьевна - аспирант кафедры сетей и устройств телекоммуникаций БГУИР









