

---

---

# ДОКЛАДЫ БГУИР

---

---

**Выходит два раза в квартал**

Научный журнал издается с января 2003 года

**Главный редактор М.П. Батура**

**Редакционная коллегия:**

**Л.М. Лыньков** (зам. главного редактора),  
**А.Н. Осипов** (зам. главного редактора),  
**Т.В. Борботько** (ответственный секретарь),  
**В.Е. Борисенко, А.Л. Гурский, С.Е. Карпович, В.К. Конопелько,**  
**А.А. Кураев, В.А. Лабунов, В.В. Муравьев, М.М. Татур**

**Редакционный совет:**

**И.И. Абрамов, В.Е. Агабеков, В.В. Баранов, А.И. Белоус, И.В. Боднар, С.В. Бордусов,**  
**С.В. Гапоненко, В.В. Голенков, В.Ф. Голиков, Л.И. Гурский, А.П. Достанко, В.А. Емельянов,**  
**В.М. Колешко, Ф.Ф. Комаров, Ф.П. Коршунов, А.П. Кузнецов, С.П. Кундас, В.А. Куренев,**  
**В.И. Курмашев, Н.И. Листопад, С.В. Лукьянец, В.Е. Матюшков, Л.И. Минченко, Ф.И. Пантелеенко,**  
**А.А. Петровский, В.А. Пилипенко, С.Л. Прищепа, А.М. Русецкий, В.А. Сокол, Н.К. Толочко,**  
**А.А. Хмыль, В.В. Цегельник, Г.П. Яблонский, В.Н. Ярмолик**

Адрес редакции: ул. П. Бровки, 6, к. 326, г. Минск, 220013, Беларусь

Телефон редакции: +375-17-293-88-41

Web-сайт: [www.doklady.bsuir.by](http://www.doklady.bsuir.by)

E-mail: [doklady@bsuir.by](mailto:doklady@bsuir.by)

## СОДЕРЖАНИЕ

### *ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА*

<b>Легкоступ В.В., Маркевич В.Э.</b> Повышение точности оценивания координат объекта в многопозиционной радиолокационной системе с приемным пунктом воздушного базирования.....	5
<b>Асламов Ю.П., Асламов А.П., Давыдов И.Г., Цурко А.В.</b> Эффективность использования скалограммы для оценки технического состояния роторного оборудования .....	12
<b>Козлов С.В.</b> Оценочно-компенсационный алгоритм селекции имитационных помех.....	18
<b>Солонар А.С., Хмарский П.А., Михалковский А.А., Цуприк С.В.</b> Методика расчета ошибок разового оценивания местоположения наблюдаемых объектов в бортовых оптико-локационных системах.....	26
<b>Булаш М.М., Давыденко И.Н., Шаляпин С.В.</b> Квазиоптимальный дискриминатор двухканального измерителя угловых координат источника быстрофлуктуирующего сигнала в радиолокационной станции с линейным сканированием диаграммы направленности антенны.....	33

<b>Липлянин А.Ю., Хижняк А.В., Михненко Е.И., Мамченко А.С.</b> Анализ методов восстановления оптико-электронных изображений, смазанных при движении .....	40
<b>Боровская М.А., Липатников В.П., Касперович М.М., Кострикин А.М., Гусинский А.В.</b> Исследование основных характеристик умножителей частоты в диапазоне 120–220 ГГц .....	47
<b>Асаёнок М.А., Горбадей О.Ю., Зеневич А.О.</b> Температурные характеристики кремниевых фотоэлектронных умножителей .....	54
<b>Утин Л.Л., Бойправ В.А., Лыньков Л.М., Сабериан М.А.</b> Адаптивное управление приложениями мобильных телефонов для увеличения продолжительности их автономной работы .....	59
<b>Василевская Л.А., Дик С.К., Нечипуренко Н.И., Яшин К.Д., Салими Задех М.М.</b> Спекл-оптическая характеристика микрогемодинамики кожных покровов височной области у пациентов с артериальными аневризмами.....	64
<b>Ковалевский А.А., Строгова А.С., Кузнецов Д.Ф., Воронец Я.С.</b> Разложение моногидридов кремния и германия с использованием платино-рениевой шпинели в качестве катализатора .....	72
<b>Карасик О.Н., Прихожий А.А.</b> Поточковый блочно-параллельный алгоритм поиска кратчайших путей на графе .....	77
<b>Alexeev V.F., Staravoitau A.I., Piskun G.A., Likhachevski D.V.</b> End to end learning for a driving simulator .....	85
<b>Лукьянец С.В., Снисаренко С.В., Лишай М.А.</b> Имитационное моделирование четырехпрессовой линии штамповки деталей .....	92
<b>Тузлуков В.П.</b> Простой метод расчета вероятности ошибок при передаче цифровых сигналов по обобщенному каналу связи .....	98
<b>Кулаков Г.Т., Сацук С.М., Кухоренко А.Н.</b> Комбинированная система автоматического управления уровнем воды в барабане парогенераторов атомных электростанций с водо-водяным энергетическим реактором.....	106
<b><i>КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ</i></b>	
<b>Shevtsova T.A., Zlotski S.V., Uglov V.V., Borisenko V.E.</b> Facile sol-gel synthesis of metal oxide nanoparticles in a cellulose paper template .....	113

Корректор Л.В. КОНДАКОВА  
Компьютерный дизайн и верстка О.В. БОЙПРАВ

Подписано в печать 30.03.2018. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Отпечатано на ризографе.

Усл. печ. л. 13,72. Уч.-изд. л. 11,9. Тираж 100 экз. Заказ 63.

Индекс для индивидуальной подписки 00787.

Индекс для ведомственной подписки 007872.

Издатель: учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники». Свидетельство о государственной регистрации средства массовой информации № 1087 от 23.01.2010.

Отпечатано в БГУИР. ЛП № 02330/264 от 14.04.2014. 220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6.

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2018

---

---

# DOKLADY BGUIR

---

---

**Published twice quarterly**

The journal has been published since January, 2003

**Editor-In-Chief M.P. Batura**

Address of editorial office: P. Brovka Str., 6, Room 326, Minsk, 220013, Belarus

Phone number of editorial office:+375-17-293-88-41

Web-site: [www.doklady.bsuir.by](http://www.doklady.bsuir.by)

E-mail: [doklady@bsuir.by](mailto:doklady@bsuir.by)

## CONTENTS

### *ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIOENGINEERING, INFORMATICS*

<b>Legkostup V.V., Markevich V.E.</b> Increase of the coordinate measurement accuracy in the multi-static radar in case of the receiving position placement on the aerial vehicle .....	5
<b>Aslamov Yu.P., Aslamov A.P., Davydov I.G., Tsurko A.V.</b> Efficiency of scalogram use for assessment of the technical condition of rotary equipment.....	12
<b>Kozlov S.V.</b> Valuation and compensation selection algorithm of simulation interferences ....	18
<b>Solonar A.S., Khmarski P.A., Mihalkovki A.A., Tsuprik S.V.</b> Methodology for calculating of the different estimation errors of observed objects location in the airborne optical-location systems .....	26
<b>Bulash M.M., Davidenko I.N., Shalyapin S.V.</b> Quasi-optimal discriminator of the two-channel angular coordinates measurer of the fast fluctuating signal source in the radar with linear scanning of the antenna direction pattern .....	33
<b>Liplianin A.Yu., Khizhniak A.V., Mikhniok E.I., Mamchenko A.S.</b> Analysis of restoration methods for optical-electronic images lubricated at motion.....	40
<b>Borovskaya M.A., Lipatnikov V.P., Kasperovich M.M., Kostrikin A.M., Gusinskiy A.V.</b> Investigation of main characteristics of frequency multipliers in the range of 120–220 GHz.....	47
<b>Asayonak M.A., Gorbadey O.Yu., Zenevich A.O.</b> Temperature characteristics of silicon photoelectronic multipliers .....	54
<b>Utsin L.L., Boiprav V.A., Lynkou L.M., Saberian M.A.</b> Adaptive management by mobile phones applications to increase the duration of their autonomous operation .....	59

<b>Vasilevskaya L.A., Dick S.K., Nechipurenko N.I., Yashin K.D., Salimi Zadeh M.M.</b> Speckle-optical characteristics of microhemodynamics of the temporal region skin in patients with arterial aneurysms .....	64
<b>Kovalevskii A.A., Strogova A.S., Kuzniatsou D.F., Voronec Y.S.</b> Decomposition of silicon and germanium monohydrides with use of platinum-rhenium spinel as the catalyst....	72
<b>Karasik O.N., Prihozhy A.A.</b> Threaded block-parallel algorithm for finding the shortest paths on graph.....	77
<b>Alexeev V.F., Staravoitau A.I., Piskun G.A., Likhacheuski D.V.</b> End to end learning for a driving simulator .....	85
<b>Lukyanets S.V., Snisarenko S.V., Lishay M.A.</b> Simulation modeling of parts stamping line with four presses .....	92
<b>Tuzlukov V.P.</b> Simple definition of error probability at binary signaling over generalized channels .....	98
<b>Kulakov G.T., Satsuk S.M., Kuhorenko A.N.</b> Combined system of automatic control of water level in drum of steam generators of nuclear power plants with water-water power reactor .....	106

***SHORT NOTES***

<b>Shevtsova T.A., Zlotski S.V., Uglov V.V., Borisenko V.E.</b> Facile sol-gel synthesis of metal oxide nanoparticles in a cellulose paper template .....	113
---	-----

УДК 621.396.96

## ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ ОБЪЕКТА В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ С ПРИЕМНЫМ ПУНКТОМ ВОЗДУШНОГО БАЗИРОВАНИЯ

В.В. ЛЕГКОСТУП, В.Э. МАРКЕВИЧ

ОАО «АЛЕВКУРП», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 6 ноября 2017

**Аннотация.** Исследована зависимость точности оценки координат объекта от взаимного расположения передающего и приемных пунктов суммарно-разностно-дальномерной многопозиционной радиолокационной системы (МПРЛС). Предложен способ повышения точности оценивания координат для малых углов места за счет расположения одной из позиций на летательном средстве.

**Ключевые слова:** многопозиционная радиолокация, многопозиционная радиолокационная система, суммарно-дальномерный метод, разностно-дальномерный метод.

**Abstract.** The dependence of the accuracy of the object's coordinates estimation on the relative position of transmitting and receiving points of the multi-position radar system was studied. A way to increase of the accuracy of the object's coordinates estimation for small elevation angles by placement of the one receiving positions on the aerial vehicle was proposed.

**Keywords:** multistatic radar system, multiposition radar system, ToA, TDoA

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 5-11**

**Increase of the coordinate measurement accuracy in the multi-static radar  
in case of the receiving position placement on the aerial vehicle**

**V.V. Legkostup, V.E. Markevich**

### Введение

Как известно [1], многопозиционные радиолокационные системы в сравнении с традиционными совмещенными РЛС позволяют получить потенциально более высокую точность измерений, помехоустойчивость, скрытность за счет использования нескольких пространственно разнесенных приемопередающих устройств. Однако МПРЛС не получили достаточного распространения в связи с различными техническими или тактическими трудностями [2–4]. Разработанные системы в основном располагаются на поверхности Земли, за исключением различных спутниковых систем навигации и локации, звенья которых базируются на околоземных орбитах.

Современный уровень развития летательных средств позволяет создать пространственно-распределенную МПРЛС с воздушными позициями, обладающую более высокой точностью измерения координат объектов и большей зоной действия в сравнении с МПРЛС, рассредоточенной на поверхности Земли. Размещаться приемопередающие пункты могут как на земле, так и на самолетах, вертолетах, различных беспилотных летательных аппаратах, вплоть до малоразмерных мультикоптеров. Подобные исследования проводятся американским агентством DARPA в рамках программы «Gremlins». Росту интереса к данной области также способствует внедрение аналогичных технологий в гражданский сектор (например, системы поддержки водителя, экстренного торможения и предотвращения столкновения (collision avoidance system)) [5].

## Математическая модель

В теории радиолокации доказано, что для обеспечения максимальной точности измерения координат объекта необходимо, чтобы получаемые в результате измерений параметров радиосигналов поверхности положения цели пересекались под прямыми углами. В активной локации предпочтительными с точки зрения оптимальности углов пересечения оказываются две комбинации методов [1, 4]. Первая – суммарно-дальномерный метод (СДМ) и угломерный метод (УМ), когда измерению подлежит сумма времен распространения сигнала от передатчика до цели, от цели до приемника и направление на цель. Вторая комбинация – СДМ и разностно-дальномерный метод (РДМ), когда измерению подлежит разность времен распространения сигнала от цели до двух приемников, а также направление на цель. Использование первой комбинации методов присуще классическим однопозиционным дальномерно-угломерным РЛС, в которых передатчик и приемник располагаются на одной позиции. В данной работе исследовалась вторая комбинация методов, в большей степени присущая многопозиционной радиолокации. Для использования выбранного метода необходимо измерять суммы и разности времен распространения радиосигналов от измеряемого объекта до двух позиций МПРЛС. Считается, что все пункты работают синхронно, при этом один из них является передающим, а все остальные – принимающими. Измеренные на приемных позициях временные задержки передаются центральному вычислительному устройству для оценки координат цели.

В трехмерном случае для СДМ поверхностью положения является эллипсоид вращения, а для РДМ – гиперboloид вращения, фокусы которых находятся в местах расположения станций. Наличие трех пересекающихся в одной точке поверхностей положения позволяет определить координаты объекта в пространстве. Для этого с учетом применяемых в работе методов нужно иметь не меньше трех приемных и одной передающей станции, причем передатчик может располагаться на одном из приемных пунктов.

Математическая модель системы основана на получении суммы  $t_{\Sigma}$  и разности  $t_{\Delta}$  времен распространения сигналов [4] в соответствии с формулами

$$\begin{aligned} t_{\Sigma} &= \frac{1}{c}(R_0 + R_1), \\ t_{\Delta} &= \frac{1}{c}(R_0 - R_1), \end{aligned} \tag{1}$$

где  $R_0, R_1$  – расстояния от объекта измерения до передающего и до приемного пунктов соответственно.

Координаты объекта  $\mathbf{x}_ц$  находятся в результате решения уравнений, связывающих  $\mathbf{x}_ц$ , координаты приемо-передающих пунктов  $\mathbf{x}_0, \dots, \mathbf{x}_i$  и измеренные временные интервалы  $\hat{\mathbf{t}}$  (суммы  $t_{\Sigma}$  и разности  $t_{\Delta}$  задержек распространения) принятых сигналов:  $\mathbf{x}_ц = \mathbf{f}(\mathbf{x}_0, \dots, \mathbf{x}_i, \hat{\mathbf{t}})$ .

Точность определения линии положения для суммарного ( $\sigma_u$ ) и разностного ( $\sigma_v$ ) методов можно оценить соответствующими формулами:

$$\sigma_u = \frac{\sigma_{\Sigma}}{2\cos(\psi/2)}; \quad \sigma_v = \frac{\sigma_{\Delta}}{2\sin(\psi/2)}, \tag{2}$$

где  $\sigma_{\Sigma}, \sigma_{\Delta}$  – точность измерения суммы и разности времен распространения сигналов;  $\psi$  – угол, под которым наблюдается база с места расположения цели.

На основании полученных в (2) точностей линий положения можно определить точность определения местоположения цели по формуле

$$\sigma_r = \sqrt{\sigma_u^2 + \sigma_v^2 + 2\rho\sigma_u\sigma_v\cos\gamma} / \sin\gamma, \tag{3}$$

где  $\rho$  – коэффициент корреляции ошибок оценивания временных параметров на пунктах;  $\gamma$  – острый угол, под которым пересекаются две линии положения.

В случае равноточных измерений и при отсутствии корреляции между ними формула (3) упрощается до вида

$$\sigma_r = \sqrt{\sigma_u^2 + \sigma_v^2} / \sin \gamma. \quad (4)$$

Из анализа формул точности линий положения (2) видно, что СДМ и РДМ по точностным характеристикам ортогональны. Так, для СДМ максимальная точность обеспечивается в том случае, когда измеряемый объект находится на линии базы, а минимальная – на перпендикуляре к этой линии. Для РДМ, наоборот: максимальная точность соответствует расположению объекта на линии, проходящей через центр базы и перпендикулярной к ней. При смещении объекта от этой линии точность снижается, а при нахождении на линии базы метод перестает работать. Из формулы (3) видно, что потенциально достижимой точностью измерения координат обладают комбинации методов, дающие пересечение поверхностей положения в требуемой области пространства под прямыми углами.

В наиболее распространенном случае все станции радиолокационного измерительного комплекса располагаются на поверхности Земли. Поверхностями положения для РДМ являются гиперboloиды, главные оси которых параллельны соответствующим линиям баз и приближенно располагаются вдоль поверхности Земли. Таким образом, при малых углах места цели точность оценки ее местоположения оказывается относительно низкой. Данную проблему можно решить расположением базы перпендикулярно поверхности Земли, путем установки приемного и/или передающего оборудования на средство воздушного базирования.

### Методика проведения численного эксперимента

Для сравнения влияния распределения позиций в пространстве на точность определения координат объекта использовались три конфигурации, приведенные на рис. 1. Координаты передающего и трех приемных пунктов соответствовали следующим значениям:

- а)  $A(0,0,0)$ ;  $B(0,0,-200)$ ;  $C(0,0,200)$ ;  $D(-200,0,0)$ ;
- б)  $A(0,0,0)$ ;  $B(0,0,-200)$ ;  $C(0,0,200)$ ;  $D(0,200,0)$ ;
- в)  $A(-200,0,0)$ ;  $B(0,0,-200)$ ;  $C(0,0,200)$ ;  $D(0,200,0)$ .

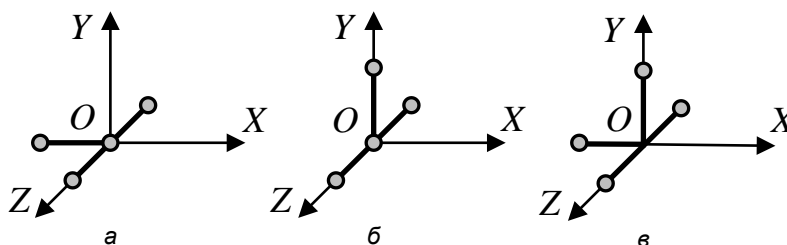


Рис. 1. Исследуемые конфигурации МПРЛС: *а* – распределенная на поверхности Земли; *б* – распределенная в плоскости, перпендикулярной поверхности Земли; *в* – пространственно-распределенная. Во всех случаях ось *OX* направлена в центр исследуемой области пространства

Точность измерений временных интервалов каждой станцией устанавливалась равной 0,33 нс (подразумевается отфильтрованное значение на выходе устройства первичной обработки параметров принимаемого радиосигнала). Таким образом, в вычислении координат участвовали оценки трех разностей дальностей и трех сумм дальностей передатчик–цель и приемник–цель.

Вычисление координат проводилось методом наименьших квадратов (МНК) [4]. Данную задачу можно решить через систему трех уравнений, использующую три временных параметра. Однако при наличии избыточного количества измерений возникает потребность каким-либо образом комплексировать получаемые результаты, к примеру, тем же МНК. Вычисление координат при помощи МНК с одновременным использованием всех измерений является удобным при компьютерном моделировании благодаря независимости вычислительного алгоритма от конкретного вида уравнений, связывающих координаты цели

и измеряемые параметры радиосигналов. Необходимо отметить, что речь идет только о вычислении координат объекта без фильтрации, что позволяет оценить качество единичных измерений и распределения ошибок измерений.

Измеряемые величины  $t_{\Sigma}$  и  $t_{\Delta}$  связаны с координатами передающего и приемного пунктов уравнениями:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{\Sigma}(\mathbf{x}_{\text{ц}}, \mathbf{x}_0, \mathbf{x}_i) &= \frac{1}{c} \left( \sqrt{(x_{\text{ц}} - x_0)^2 + (y_{\text{ц}} - y_0)^2 + (z_{\text{ц}} - z_0)^2} + \sqrt{(x_{\text{ц}} - x_i)^2 + (y_{\text{ц}} - y_i)^2 + (z_{\text{ц}} - z_i)^2} \right); \\ \mathbf{f}_{\Delta}(\mathbf{x}_{\text{ц}}, \mathbf{x}_0, \mathbf{x}_i) &= \frac{1}{c} \left( \sqrt{(x_{\text{ц}} - x_0)^2 + (y_{\text{ц}} - y_0)^2 + (z_{\text{ц}} - z_0)^2} - \sqrt{(x_{\text{ц}} - x_i)^2 + (y_{\text{ц}} - y_i)^2 + (z_{\text{ц}} - z_i)^2} \right), \end{aligned} \quad (5)$$

где  $\mathbf{x}_0$ ,  $\mathbf{x}_i$ ,  $\mathbf{x}_{\text{ц}}$  – координаты передатчика,  $i$ -го приемника и цели соответственно;  $c$  – скорость света.

Данные уравнения связи позволяют составить функционал для МНК, наименьшему значению которого соответствуют координаты цели  $\mathbf{x}_{\text{ц}}$ :

$$J = 0,5 \sum_i^n \left[ (\mathbf{f}_{\Sigma}(\hat{\mathbf{x}}_0, \mathbf{x}_0, \mathbf{x}_i) - \hat{t}_{\Sigma})^2 + (\mathbf{f}_{\Delta}(\hat{\mathbf{x}}_0, \mathbf{x}_0, \mathbf{x}_i) - \hat{t}_{\Delta})^2 \right], \quad (6)$$

где  $n$  – количество приемных пунктов.

В общем случае каждый член суммы в (6) необходимо снабжать весовым множителем, характеризующим точность измерения временных интервалов конкретной позицией [4]. Однако в данном случае все измерители считались одинаковыми по своим точностным характеристикам.

Несмотря на то, что существует большое количество методов оптимизации, некоторые из них (метод наискорейшего спуска, Ньютона, сопряженных градиентов) находят минимум лишь при выборе начальной точки поиска достаточно близко к минимуму, что может быть использовано только в задаче фильтрации. Это связано как со сложным видом минимизируемого функционала, так и с существованием ложных минимумов. В случае поиска при первом появлении цели, когда начальная точка не может быть выбрана оптимально, лучшим образом справились методы случайного поиска, особенно метод дифференциальной эволюции (differential evolution) [6]. Однако эти методы требуют большого количества вычислений. Из методов неслучайного поиска лучшие результаты дали метод внутренней точки (Interior Point Method) [7], метод Нелдера-Мида (Nelder-Mead Method) [8] и метод последовательного квадратичного программирования (Sequential Quadratic Programming) [9]. Числовые показатели эффективности работы опробованных алгоритмов не приводятся ввиду их сильной зависимости от конкретной реализации и выбора внутренних параметров. В данной работе все приведенные результаты были получены с использованием метода внутренней точки для минимизации с ограничениями, чтобы предотвратить попадание в ложный минимум.

### Результаты компьютерного моделирования

Исследовалась область пространства перед измерителем в направлении оси  $OX$  с дальностью 20 км, высотой 20 км и шириной 20 км, в которой находился измеряемый объект. Точность измерений оказывается симметричной относительно плоскости  $OXY$  ввиду симметрии МПРЛС. Количество оценок местоположения каждой цели для получения статистики было принято равным 1000.

На рис. 2 графически изображены в виде полупрозрачных сфер полные точности оценивания координат объекта, последовательно располагающегося в каждом узле равномерной пространственной сетки для приведенных выше трех конфигураций МПРЛС. Центры сфер совпадают с истинным местом положения целей, а их диаметры соответствуют норме среднеквадратического отклонения (СКО) ошибок оценки координат конкретной цели.



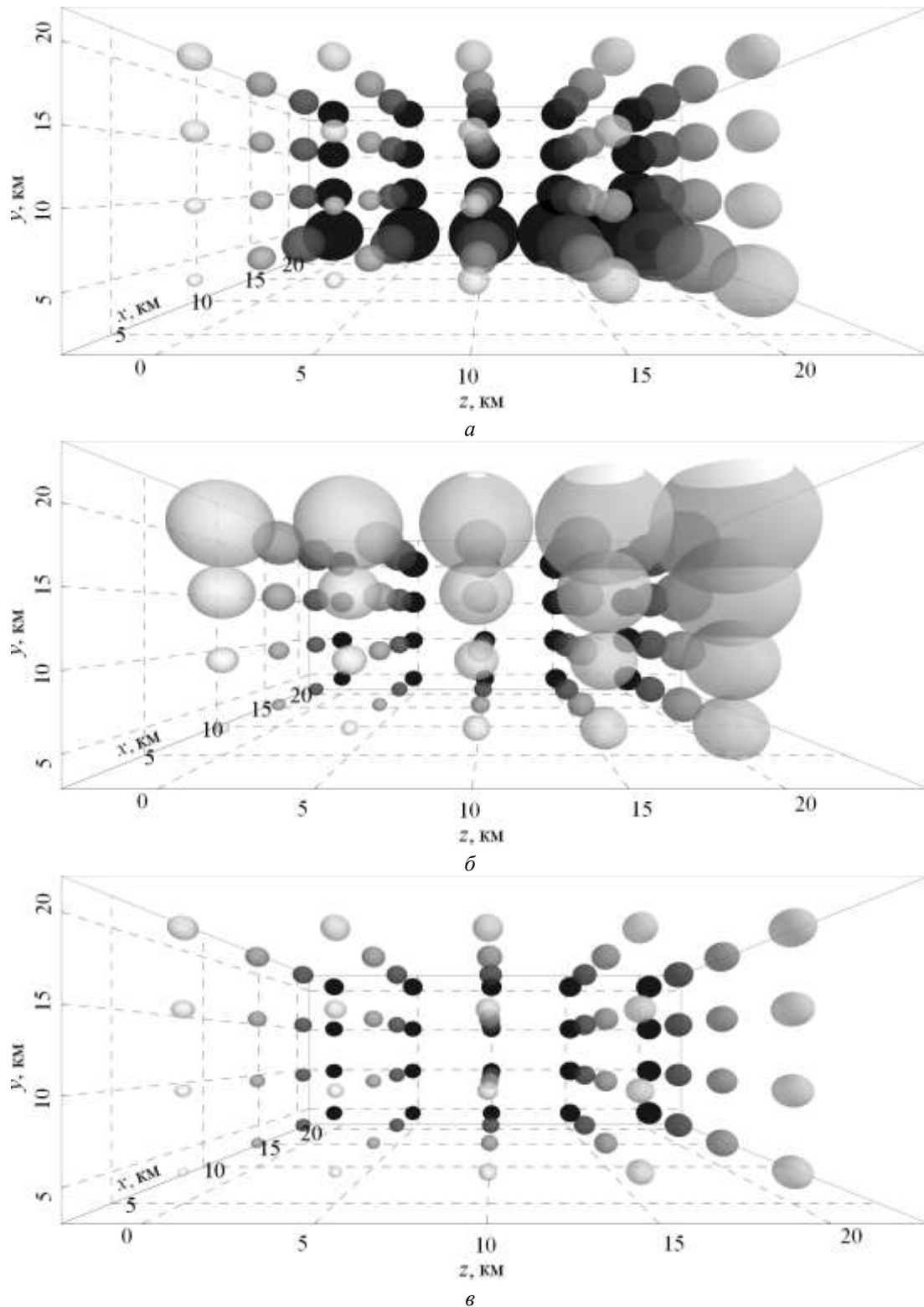


Рис. 2. Пространственное распределение ошибок для трех конфигураций МПРЛС, соответствующих рис. 1

На этих рисунках видно, что в первом и втором случаях точность оценки координат заметно падает при удалении от измерителя вдоль поверхности Земли и вверх соответственно. На последнем рисунке, полученном для пространственной конфигурации, видно, что погрешность измерений становится равномерной в различных направлениях. Более детально оценить точность можно с помощью рис. 3, на котором приведены зависимости модуля точности измерения координат от угла места  $\epsilon$  и азимута  $\beta$  для тех же конфигураций МПРЛС.

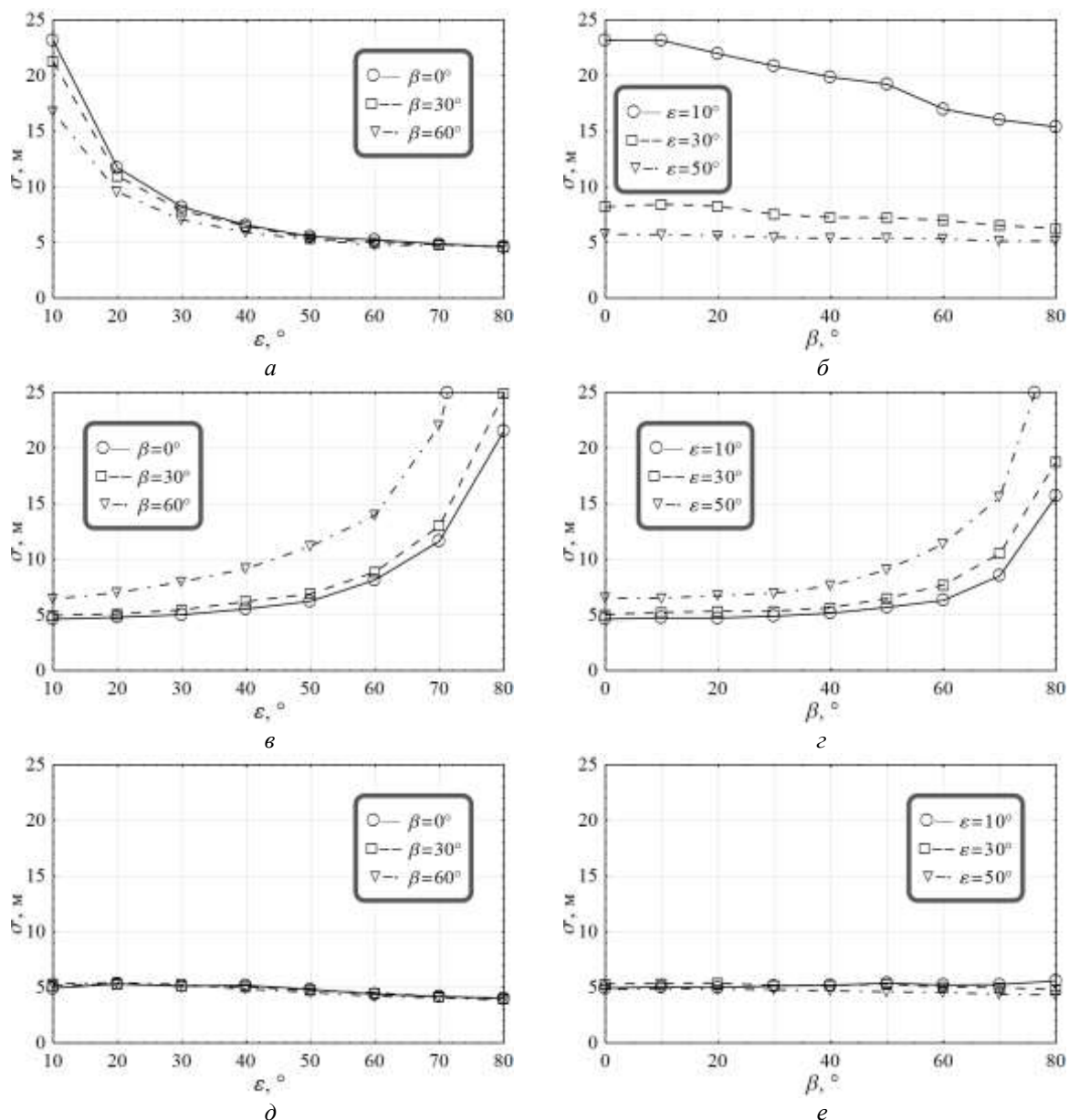


Рис. 3. Модуль СКО погрешности оценки координат объекта, находящегося на дальности 10 км в зависимости от угла места  $\epsilon$  и азимута  $\beta$ , полученный для: а, б – плоскостной конфигурации на рис. 1, а; в, г – плоскостной конфигурации на рис. 1, б; д, е – пространственной конфигурации на рис. 1, в.

### Заключение

Приведенные результаты моделирования подтверждают возможность увеличения зоны действия МПРЛС для малых углов места за счет поднятия одной из позиций. Дисперсия ошибок разовых оценок координат может быть уменьшена с помощью введения угломерных измерений, а также за счет добавления дополнительных позиций и выбора оптимальной пространственной конфигурации измерительной системы.

### Список литературы

1. Аверьянов В.Я. Разнесенные радиолокационные станции и системы. Минск: Наука и техника, 1978. 148 с.
2. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с.
3. Черняк В.С., Заславский Л.П., Осипов Л.В. Многопозиционные радиолокационные станции и системы // Зарубежная радиоэлектроника. 1987. № 1. С. 9–69.

4. Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н. Многопозиционные радиотехнические системы / Под ред. В.В. Цветнова. М.: Радио и связь, 1986. 264 с.
5. Report # DOT HS 811 817. Radar Measurements of NHTSA's Surrogate Vehicle "SS\_V." / Monitored by Garrick Forkenbrock, National Highway Traffic Safety Administration. August 2013.
6. Storn R., Price K. Differential Evolution – a Simple and Efficient Heuristic for Global Optimization over Continuous Spaces // J. of Global Optimization. 1997. № 11. P. 341–359.
7. Wright Margaret H. The interior-point revolution in optimization: History, recent developments, and lasting consequences // Bulletin of the American Mathematical Society. 2004.
8. Nelder J.A., Mead R. A Simplex Method for Function Minimization // The Computer Journal. 1965. № 7. P. 308–313.
9. Tech. Rep. DFVLR-FB 88-28. A software package for sequential quadratic programming / DLR German Aerospace Center – Institute for Flight Mechanics. Koln, Germany, 1988.

### References

1. Aver'janov V.Ja. Raznesennye radiolokacionnye stancii i sistemy. Minsk: Nauka i tehnika, 1978. 148 s. (in Russ.)
2. Chernjak V.S. Mnogopozicionnaja radiolokacija. M.: Radio i svjaz', 1993. 416 s. (in Russ.)
3. Chernjak V.S., Zaslavskij L.P., Osipov L.V. Mnogopozicionnye radiolokacionnye stancii i sistemy // Zarubezhnaja radioelektronika. 1987. № 1. S. 9–69. (in Russ.)
4. Kondrat'ev V.S., Kotov A.F., Markov L.N. Mnogopozicionnye radiotekhnicheskie sistemy / Pod red. V.V. Cvetnova. M.: Radio i svjaz', 1986. 264 s. (in Russ.)
5. Report # DOT HS 811 817. Radar Measurements of NHTSA's Surrogate Vehicle "SS\_V." / Monitored by Garrick Forkenbrock, National Highway Traffic Safety Administration. August 2013.
6. Storn R., Price K. Differential Evolution – a Simple and Efficient Heuristic for Global Optimization over Continuous Spaces // J. of Global Optimization. 1997. № 11. P. 341–359.
7. Wright Margaret H. The interior-point revolution in optimization: History, recent developments, and lasting consequences // Bulletin of the American Mathematical Society. 2004.
8. Nelder J.A., Mead R. A Simplex Method for Function Minimization // The Computer Journal. 1965. № 7. P. 308–313.
9. Tech. Rep. DFVLR-FB 88-28. A software package for sequential quadratic programming / DLR German Aerospace Center – Institute for Flight Mechanics. Koln, Germany, 1988.

### Сведения об авторах

Легкоступ В.В., аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Маркевич В.Э., к.т.н., ведущий научный сотрудник научно-исследовательского сектора ОАО «АЛЕВКУРП».

### Information about the authors

Legkostup V.V., PG student of the information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Markevich V.E., PhD, leading researcher of the Research Sector of JSC «ALEVKURP».

### Адрес для корреспонденции

220043, Республика Беларусь,  
г. Минск, пр-т Независимости, 95, к. 7  
ОАО «АЛЕВКУРП»  
тел. +375-25-532-27-25;  
e-mail: legkostupvv@gmail.com  
Легкоступ Виктор Валерьевич

### Address for correspondence

220043, Republic of Belarus,  
Minsk, Nezavisimosti ave. 95, building 7  
JSC «ALEVKURP»  
tel. +375-25-532-27-25;  
e-mail: legkostupvv@gmail.com  
Legkostup Viktor Valeryevich

УДК 621.8:519.6:004

## ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СКАЛОГРАММЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ РОТОРНОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Ю.П. АСЛАМОВ, А.П. АСЛАМОВ, И.Г. ДАВЫДОВ, А.В. ЦУРКО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 9 ноября 2017*

**Аннотация.** Повышение эффективности вибрационной диагностики осуществляется за счет разработки новых подходов к оценке технического состояния оборудования. В статье оценивается эффективность использования скалограммы в качестве инструмента мониторинга состояния оборудования.

*Ключевые слова:* вибродиагностика, цифровая обработка сигналов, вейвлет, скалограмма.

**Abstract.** Increasing the effectiveness of vibration-based diagnosis is carried out by developing new approaches to assess the technical condition of equipment. The effectiveness of the use of a scalogram as a tool for condition monitoring of equipment is estimated in the article.

*Keywords:* vibration-based diagnostics, digital signal processing, wavelet, scalogram.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 12-17**

**Efficiency of scalogram use for assessment of the technical condition of rotary equipment**

**Yu.P. Aslamov, A.P. Aslamov, I.G. Davydov, A.V. Tsurko**

### Введение

Виброакустическая диагностика оборудования сокращает затраты на эксплуатацию и ремонт промышленного оборудования, а также снижает риски аварий на производстве и в транспорте. Дальнейшее развитие технической диагностики основано на автоматизации анализа и принятия решений, а также интеграции в бизнес-процессы, для чего используется вычислительная техника, сети передачи данных, цифровая обработка сигналов и технологии машинного обучения.

Для анализа нестационарных сигналов целесообразно использовать вейвлетное преобразование. В силу масштабирующих свойств вейвлетного базиса, оно обеспечивает гибкую связь между частотным и временным разрешением. Скалограмма позволяет осуществить поиск основных резонансных частот исследуемого сигнала. Данные частоты являются квазипостоянными величинами, определяемыми только конструктивными особенностями оборудования [1]. Совокупность резонансных частот изменяется вследствие деградации, ремонта оборудования или замены некоторых его частей. Конструктивные изменения также приводят к перераспределению энергии (появлению новых резонансных частот, увеличению или уменьшению удельного вклада старых и т. д.). Таким образом, мониторинг резонансной картины оборудования может позволить обнаружить развивающиеся дефекты его элементов.

В данной работе оценивается эффективность использования скалограммы как инструмента мониторинга резонансной картины оборудования с изменяющейся скоростью вращения вала для оценки его технического состояния. В статье представлены результаты проведенных экспериментов.

## Теоретический анализ

Классический частотный анализ основан на исследовании сигналов  $s(t) \in L^2(0, 2\pi)$  при помощи преобразования Фурье

$$\hat{s}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-2ift} dt. \quad (1)$$

Данный подход позволяет получить максимально возможное частотное разрешение вследствие того, что ядро преобразования  $e^{-2ift}$  не локализовано во времени. Это обстоятельство делает преобразование Фурье прекрасным инструментом для изучения процессов, свойства которых не меняются во времени. Однако это является и существенным недостатком при исследовании иррегулярных функций, свойства которых эволюционируют во времени. Для устранения данного недостатка может быть использовано преобразование Габора

$$GT(f, t_0, \alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-\frac{(t-t_0)^2}{\alpha^2}} e^{-2ift} dt. \quad (2)$$

Окно преобразования Габора в произвольной точке  $t_0$  имеет фиксированную ширину, определяемую параметром  $\alpha$ . Эффективная длина окна определяет величину временного  $\Delta t$  и частотного  $\Delta f$  разрешения, причем

$$\Delta f \propto \frac{1}{\Delta t}. \quad (3)$$

Из (3) следует, что при использовании преобразования Габора возникает проблема выбора оптимальной ширины окна во временной области [2]. Для устранения данного недостатка для исследования сигналов  $s(t) \in L^2(\mathbb{R})$  используется вейвлет-преобразование

$$W(a, b) = \frac{1}{|a|^{1/2}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t)\psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right)dt, \quad (4)$$

где  $\psi^*(t)$  – вейвлет-функция;  $a$  – масштабный коэффициент, который определяет размер вейвлета;  $b$  – сдвиг, задающий временную локализацию.

Анализ распределения энергии по частотно-временной шкале осуществляется на основе скалограммы, которая для дискретного сигнала может быть записана как

$$S(a_i, b_j) = |W_A(a_i, b_j)|^2. \quad (5)$$

В данной статье для расчета скалограммы использован вейвлет Morlet, обладающий минимальным частотно-временным разрешением [3]

$$\psi(t) = e^{-t^2/4} e^{i2\pi t}. \quad (6)$$

Для мониторинга резонансной картины оборудования целесообразно перейти от скалограммы (5) к скейлограмме (7) и скейлограмме, нормированной по энергетическому вкладу (8). Скейлограмма является аналогом сглаженного спектра мощности в классическом частотном анализе. Для упрощения анализа осуществляется переход от сетки масштабов  $a$  к сетке частот  $\hat{f}$  [4, 5].

$$Sc(f_i) = \sqrt{\frac{\sum_j^N S(\hat{f}_i \cdot k_f, b_j)}{N}}, \quad (7)$$

$$Sc^E(f_i) = \frac{1}{k_A} \cdot \frac{Sc(f_i)}{RMS(s(t))}, \quad (8)$$

где  $k_f$  – коэффициент коррекции сетки частот  $\hat{f}$  ( $k_f \neq 1$  для вейвлетов со смещенным энергетическим центром, для Morlet  $k_f=1$ );  $N$  – количество масштабов для усреднения [5];  $k_A$  – коэффициент коррекции амплитудных коэффициентов (для Morlet  $k_A=1/\sqrt{2}$ );  $RMS(s(t))$  – среднеквадратическое значение сигнала  $s(t)$  в диапазоне измерений.

## Методика эксперимента

Источником вибрационных сигналов является тестовый стенд, содержащий электродвигатель АИР80В6 с частотным управлением. Объектом анализа является роликовый подшипник 6213. Сигналы вибрации получены в формате WAV-файлов, снятых при помощи одноканальных ИСР-датчиков V&R (чувствительность  $s_0 = 100$  мВ/г), измерительный диапазон  $F_R = 0 \dots 10$  кГц. Для проведения эксперимента использована вычислительная среда MATLAB.

Проанализировано 62 реализации для подшипников в нормальном состоянии и 108 реализаций для подшипников с дефектами. В силу ограничений статьи ниже представлена небольшая часть этой выборки.

Целью эксперимента являлось:

а) оценка инвариантных свойств скейлограммы вибросигнала в зависимости от изменения режима работы оборудования;

б) оценка возможности применения скейлограммы в качестве метрического показателя для мониторинга технического состояния промышленного оборудования.

Скорость вращения вала изменялась в диапазоне  $S = 270 \dots 975$  об/мин по линейному закону (рис. 1, з). Значение скорости вращения ротора тестового стенда контролировалось посредством индикатора системы частотного управления электромотора. Для сравнения скейлограмм при различных скоростях вращения вала использовались реализации длительностью  $T = 60$  с.

## Результаты и их обсуждение

На рис. 1 представлены результаты эксперимента по изменению скорости вращения вала тестового стенда. Спектрограммы исследуемого сигнала представлены на рис. 1, а, б. Изменение значений частот основных спектральных компонент  $k*FTF$  и  $n*F1$  (рис. 1, а) происходит по линейному закону, соответствующему закону изменения скорости вращения вала (рис. 1, з). Наиболее выраженными резонансными частотами в диапазоне  $F_R = 0 \dots 7$  кГц являются  $f_1 = 1,3$  кГц,  $f_2 = 3$  кГц и  $f_3 = 5$  кГц (рис. 1, б). Скалограмма исследуемого сигнала представлена на рис. 1, в.

Значения резонансных частот оборудования не зависят от скорости вращения вала (рис. 1, б, в) и определяются конструктивными особенностями элементов [1]. Однако их амплитудные значения при изменяющейся скорости вращения не являются постоянными величинами (рис. 1, в).

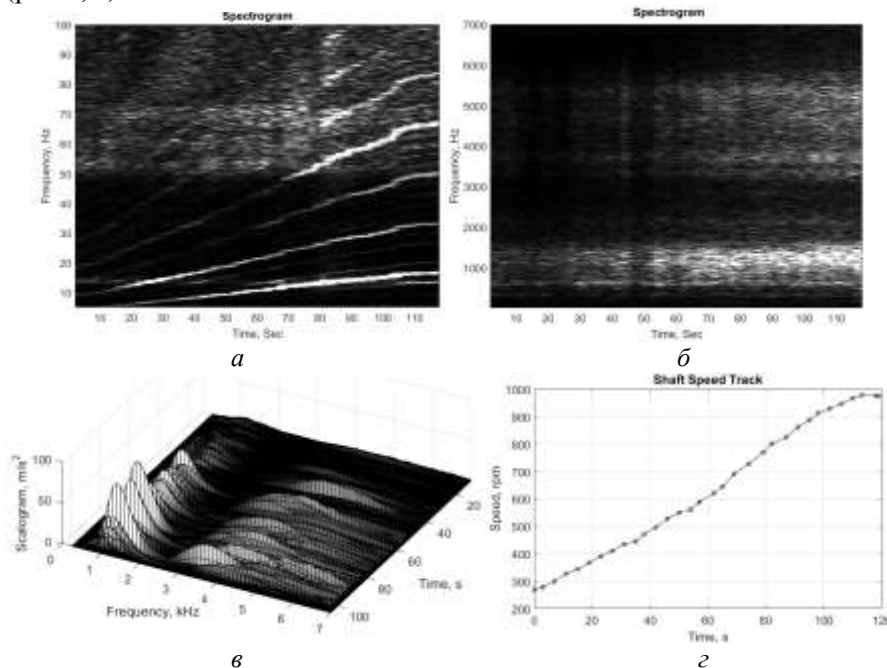


Рис. 1. Частотно-временное представление нестационарного сигнала:  
а, б – спектрограмма; в – скалограмма; з – закон изменения скорости вращения вала

Для исследования процессов перераспределения энергии между резонансными частотами при изменении скорости вращения использовалась скейлограмма  $Sc^E$ , нормированная по энергетическому вкладу (8). Сравнение производилось на подшипниках в нормальном состоянии и с выраженными дефектами (рис. 2, 3).

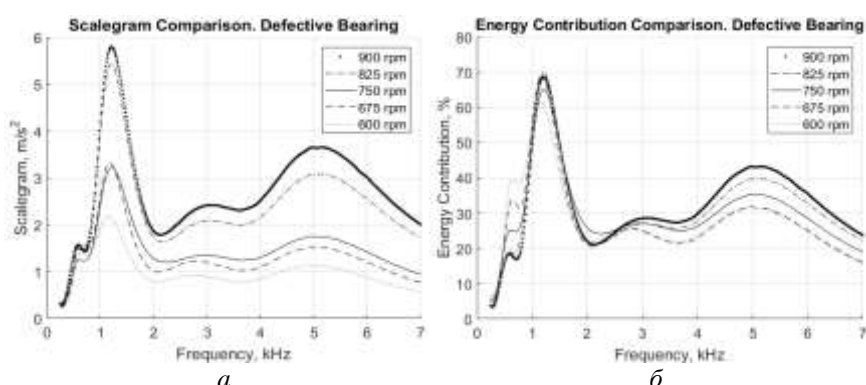


Рис. 2. Дефектный подшипник при различных скоростях вращения:  
 а – скейлограмма, б – энергетический вклад

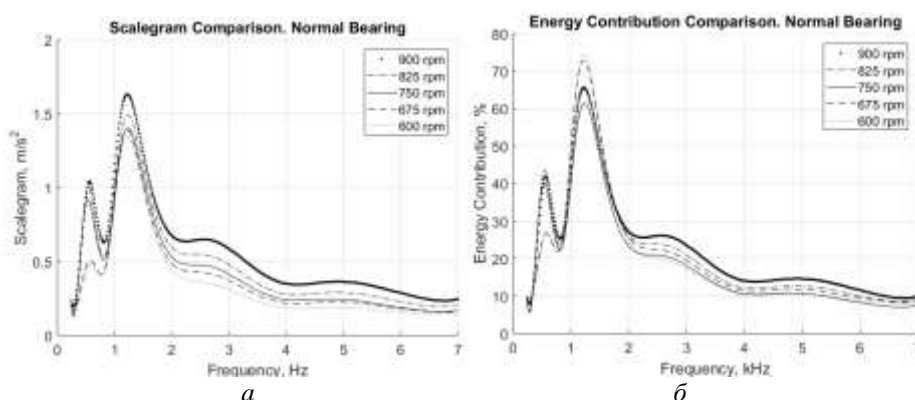


Рис. 3. Нормальный подшипник при различных скоростях вращения:  
 а – скейлограмма; б – энергетический вклад

Численное сравнение скейлограмм производилось в терминах:

- 1) разница коэффициента корреляции (correlation coefficient difference – CCD);
- 2) разница энергетического вклада (energy contribution difference – ECD).

Разница коэффициента корреляции вычисляется как

$$CCD(\delta_{\%}) = [1 - \text{corrcoef}(Sc(f, s_i), Sc(f, s_i \cdot (1 \pm \delta_{\%} / 100)))] \cdot 100 \%, \quad (9)$$

где  $Sc(f, s_i)$  – скейлограмма сигнала при скорости вращения вала  $s_i$ ,  $\delta_{\%}$  – процентная разница в скоростях вращения вала,  $\text{corrcoef}(Sc_i, Sc_j)$  – коэффициент корреляции двух нормированных скейлограмм  $Sc_i$  и  $Sc_j$ .

Разница энергетического вклада определяется как

$$ECD(\delta_{\%}) = |Sc^E(f, s_i) - Sc^E(f, s_i \cdot (1 \pm \delta_{\%} / 100))| \cdot 100 \%, \quad (10)$$

где  $Sc^E(f, s_i)$  – скейлограмма, нормированная по энергетическому вкладу.

Из табл. 1, 2 следует, что скейлограммы сигналов с выраженными резонансными частотами менее подвержены искажениям при смене режима работы. Это выражается как в более высокой коррелированности скейлограмм (табл. 1), так и в меньшей разнице в энергетическом вкладе (табл. 2). Объяснением данного факта является уменьшение удельного вклада шумовых составляющих в общую энергетику сигнала при наличии дефектов элементов. С увеличением процентного отклонения скорости вращения вала от номинального значения разница в энергетическом вкладе отдельных компонент возрастает.

Данный факт затрудняет использование скейлограммы как инструмента мониторинга состояния оборудования с сильно изменяющейся скоростью вращения вала ( $\delta_{\%}$  более 10%). Причиной является увеличение зоны неопределенности для установки пороговых значений и, как

следствие, меньшая чувствительность скейлограммы к изменениям в состоянии оборудования. Однако скейлограмма может быть эффективно использована для диагностики оборудования с медленно меняющейся скоростью вращения вала ( $\delta_{\%}$  менее 5 %). В качестве примера на рис. 4 приведены результаты применения скейлограммы для мониторинга состояния подшипника качения 6213 в пределах фиксированной скорости вращения вала ( $\delta_{\%}$  менее 5 %).

Таблица 1. Разница коэффициента корреляции

Тип элемента	CCD (1 %)		CCD (5 %)		CCD (10 %)		CCD (20 %)		CCD (50 %)	
	Макс.	Сред.	Макс.	Сред.	Макс.	Сред.	Макс.	Сред.	Макс.	Сред.
Нормальный	0,4	0,33	1,32	1,08	3,1	2,8	9,61	8,14	35,56	24,6
Дефектный	0,11	0,08	0,14	0,10	0,44	0,40	0,85	0,75	4,52	2,65

Таблица 2. Разница энергетического вклада

Тип элемента	ECD (1 %)		ECD (5 %)		ECD (10 %)		ECD (20 %)		ECD (50 %)	
	Макс.	Сред.	Макс.	Сред.	Макс.	Сред.	Макс.	Сред.	Макс.	Сред.
Нормальный	0,65	0,65	1,53	0,84	4,08	1,87	8,07	4,32	21,94	7,53
Дефектный	0,43	0,43	1,12	0,63	3,83	1,64	5,57	3,72	14,98	4,30

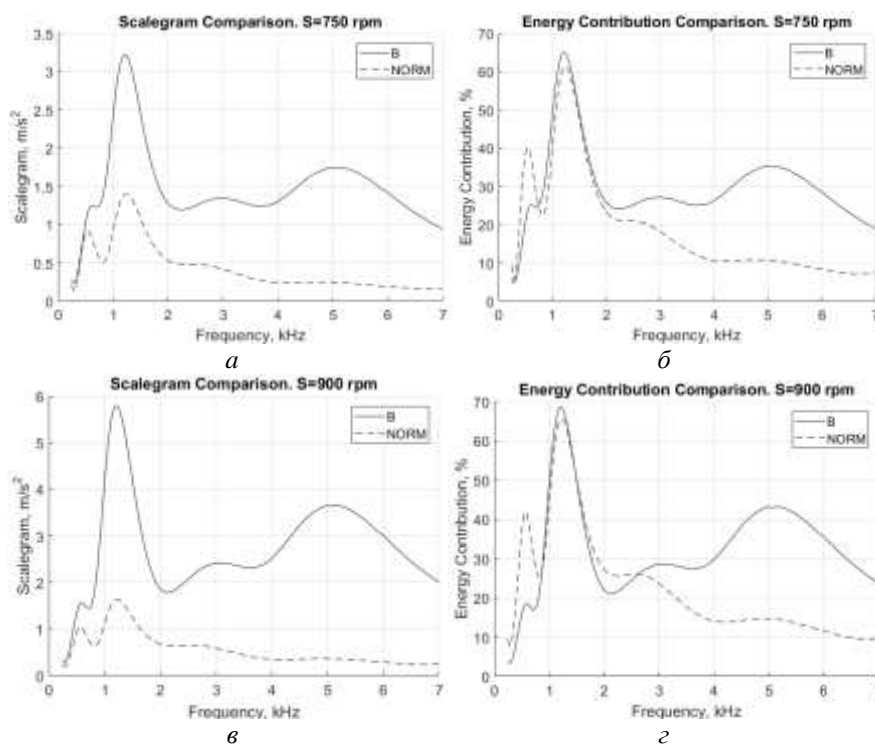


Рис. 4. Развитие дефекта тел качения: *а* – скейлограмма ( $S=750$  об/мин); *б* – энергетический вклад ( $S = 750$  об/мин); *в* – скейлограмма ( $S = 900$  об/мин); *г* – энергетический вклад ( $S = 900$  об/мин)

Скейлограмма  $Sc^E$  позволяет определить «драйверы» развития дефектов, т. е. резонансные частоты, удельный вклад которых значительно увеличивается. Скейлограмма, нормированная по энергетическому вкладу, определяет источниками дефекта подшипника 6213 резонансные частоты  $f_2 = 3$  кГц и  $f_3 = 5$  кГц, увеличившие свой энергетический вклад в среднем на 5 % и 27 % соответственно (рис. 4, *б*, *г*). Каждая из обозначенных резонансных частот содержит спектральные составляющие  $k \cdot FTF, k=1...5$  и  $2n \cdot BSF, n=1, 2$ . Данный шаблон указывает на наличие выраженного дефекта тел качения. Как представлено на рис. 4, *а*, *в*, следствием развития дефекта подшипника стало повышение общего уровня сигнала и, следовательно, общего уровня скейлограммы.

### Заключение

В статье приведена оценка возможности использования скалограммы вибросигнала как инструмента мониторинга резонансной картины оборудования. Экспериментально установлено,



что наибольшую эффективность предложенный метод демонстрирует на сигналах оборудования со слабо меняющейся скоростью вращения вала ( $\delta_{\%}$  менее 5 %). В результате скейлограмму предложено использовать как инструмент мониторинга и как метод выделения наиболее информативных резонансных частот оборудования. Дальнейшие исследования предлагается направить на разработку методов расширения пространства информативных признаков для анализа резонансной картины оборудования, а также на разработку частотно-временных моделей на основе вейвлет-анализа для оценки технического состояния оборудования.

### Список литературы

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. 2-е изд. М.: Высшая школа. 446 с.
2. Преобразование Габора и непрерывное вейвлетное преобразование для модельных импульсных сигналов / Д.А. Андреев [и др.] // Журнал технической физики. 2014. Т. 84, № 10. С. 10–15.
3. Mallat S.G. A Wavelet Tour of Signal Processing. The Sparse Way. Academic Press, 2009. 805 p.
4. Optimum Time-Frequency Resolution of Seismic Data using Continuous Wavelet Transform / S.K. Sinha [et al.] // 5th Conference & Exposition on Petroleum Geophysics «Hyderabad-2004». P. 984–987.
5. Витязев В.В. Вейвлет-анализ временных рядов. СПб.: Изд-во С.-Петербург. ун-та, 2001. 58 с.

### References

1. Baskakov S.I. Radiotekhnicheskie tsepi i signaly. 2-e izd. M.: Vyschaya shkola. 446 s. (in Russ.)
2. Preobrazovanie Gabora i nepreryvnoe vejvletnoe preobrazovanie dlja model'nyh impul'snyh signalov / D.A. Andreev [i dr.] // Zhurnal tehnicheckoj fiziki. 2014. T. 84, № 10. C. 10–15. (in Russ.)
3. Mallat S.G. A Wavelet Tour of Signal Processing. The Sparse Way. Academic Press, 2009. 805 p.
4. Optimum Time-Frequency Resolution of Seismic Data using Continuous Wavelet Transform / S.K. Sinha [et al.] // 5th Conference & Exposition on Petroleum Geophysics «Hyderabad-2004». P. 984–987. (in Russ.)
5. Vitjazev V.V. Vejvlet-analiz vremennyh rjadov. SPb.: Izd-vo S.-Peterb. un-ta, 2001. 58 s. (in Russ.)

### Сведения об авторах

Асламов Ю.П., аспирант кафедры программного обеспечения информационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Асламов А.П., аспирант кафедры программного обеспечения информационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Давыдов И.Г., к.т.н., доцент, доцент кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Цурко А.В., научный сотрудник НИЛ 1.5 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

### Information about the authors

Aslamov Y.P., PG student of software for information technologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Aslamov A.P., PG student of software for information technologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Davydov I.G., PhD, associate professor of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Tsurko A.V., researcher of SRL 1.5 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

### Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,  
Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники  
тел. +375-17-293-86-79;  
e-mail: aslamov.yura@gmail.com;  
Асламов Юрий Павлович

### Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka st., 6,  
Belarusian state university  
of informatics and radioelectronics  
tel. +375-17-293-86-79;  
e-mail: aslamov.yura@gmail.com;  
Aslamov Yury Pavlovich

УДК 621.396

## ОЦЕНОЧНО-КОМПЕНСАЦИОННЫЙ АЛГОРИТМ СЕЛЕКЦИИ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ

С.В. КОЗЛОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 22 ноября 2017*

**Аннотация.** С использованием оценочно-компенсационного метода обоснован алгоритм селекции имитационных помех, заключающийся в оценке времени прихода и комплексной амплитуды сигнала на выходе согласованного с истинным сигналом фильтра, весовом вычитании копии истинного сигнала из входной реализации, формировании достаточных статистик для двух альтернатив «медленных» и «быстрых» отличий ложного сигнала от истинного и сравнении их с порогом. Аналитически и методом имитационного моделирования проведено исследование эффективности предлагаемого алгоритма. Показано, что правильная селекция имитационной помехи с вероятностью не менее 0,8 обеспечивается при типовых ее отличиях от истинного сигнала при отношении сигнал/шум 30 дБ и более.

**Ключевые слова:** оценочно-компенсационный метод, имитационная помеха, вероятность правильного различения, коэффициент корреляции, энергетическое накопление.

**Abstract.** Using estimated-compensation method the selection it's motivated the algorithm simulation of interference evaluating the time of arrival and complex amplitude of the output signal consistent with the true signal of the filter, the weight subtracting the copy of the true signal from the input implementation, the formation of sufficient statistics for the two alternatives are «slow» and «fast» differences false signal from the true and comparing them with the threshold. Analytically and by means of simulation the study of the effectiveness of the proposed algorithm is realized. It's shown that the correct selection of simulation interference with a probability of at least 0.8 is provided by the model how it differs from the true signal when the ratio signal/noise 30 dB or more.

**Keywords:** valuation and compensation method, simulation interference, probability of correct discrimination, correlation coefficient, energy accumulation.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 18-25**

**Valuation and compensation selection algorithm of simulation interferences**

**S.V. Kozlov**

### Введение

Для ряда применений средств радиолокации и радионавигации весьма актуальным является обеспечение их высокой помехоустойчивости в отношении имитационных (сигналоподобных) помех [1]. При использовании современных средств создания имитационных помех [2] их селекция операторами радиолокационных станций по таким параметрам, как форма сигнала на выходе согласованного фильтра, характеристики флуктуаций и т. д., практически исключается.

В [3] получены аналитические соотношения для вероятностей ошибочных решений – принятия истинного сигнала за ложный и ложного за истинный. Полученные аналитические соотношения характерны для задачи различения двух сигналов, когда в приемнике имеются копии истинного и ложного сигналов, а задача селекции сводится к формированию модульного значения разностного корреляционного интеграла и сравнении его с порогом. В то же время наличие в приемнике достоверной копии ложного сигнала в реальных условиях маловероятно.

Поэтому результаты [3] могут рассматриваться как верхние оценки вероятности правильной селекции имитационных помех.

В этой связи для оценки помехоустойчивости радиоэлектронных средств (РЭС), с одной стороны, и требований к средствам создания имитационных помех, с другой, представляется актуальным обоснование алгоритма селекции имитационных помех, в полном объеме учитывающего априорную неопределенность о параметрах последних. Анализ имеющихся методов показывает, что в наибольшей степени для решения указанной задачи применим развитый в [4] оценочно-компенсационно-корреляционный подход к функционированию радиотехнических систем в условиях помех.

Цель статьи – обоснование и исследование эффективности метода селекции имитационных помех с использованием оценочно-корреляционно-компенсационного подхода.

### Постановка задачи и обоснование алгоритма селекции

Рассматривается задача статистической проверки гипотез:  $H_1$  – принимаемая реализация  $\dot{Y}(t)$  содержит истинный сигнал;  $H_2$  – принимаемая реализация содержит ложный сигнал (имитационную помеху). Для указанных гипотез принимаемая реализация имеет вид:

$$\dot{Y}(t) = A_1 e^{j\varphi_1} \dot{S}_1(t - t_1) + \dot{N}(t); \quad (1)$$

$$\dot{Y}(t) = A_2 e^{j\varphi_2} \dot{S}_2(t - t_2) + \dot{N}(t), \quad (2)$$

где  $\dot{S}_1(t)$ ,  $\dot{S}_2(t)$  – временное представление истинного и ложного сигналов, причем  $\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_{1(2)}(t)|^2 dt = e_{1(2)} = \tau_{1(2)}$ ;  $\tau_{1(2)}$  – эффективные длительности истинного и ложного сигналов, численно равные энергии сигналов с единичной амплитудой;  $A_{1(2)}$ ,  $\varphi_{1(2)}$ ,  $t_{1(2)}$  – амплитуда, начальная фаза и время прихода истинного (ложного) сигнала;  $\dot{N}(t)$  – комплексный гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью мощности  $N_0$  в полосе  $\Delta F$ .

Сигнал  $\dot{S}_1(t)$  считается известным, финитным. Априорные сведения о сигнале  $\dot{S}_2(t)$  ограничиваются фактом его высокой корреляции с истинным сигналом:

$$\max |\dot{\psi}_{12}(\tau)| \rightarrow 1, \quad (3)$$

где

$$\dot{\psi}_{12}(\tau) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_2(t) S_1^*(t) dt}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_1(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_2(t)|^2 dt}} \quad (4)$$

– взаимная корреляционная функция истинного и ложного сигналов. Ширина спектра истинного (ложного) сигнала не превышает  $\Delta F$ .

Используя основные положения оценочно-корреляционно-компенсационного подхода, сформируем скомпенсированную принимаемую реализацию в виде

$$\dot{U}(t) = \dot{Y}(t) - \hat{A} e^{j\hat{\varphi}} \dot{S}_1(t - \hat{t}) = A_{1(2)} e^{j\varphi_{1(2)}} \dot{S}_{1(2)}(t - t_{1(2)}) - \hat{A} e^{j\hat{\varphi}} \dot{S}_1(t - \hat{t}) + \dot{N}(t), \quad (5)$$

где  $\hat{A} e^{j\hat{\varphi}}$ ,  $\hat{t}$  – оценки комплексной амплитуды и времени прихода сигнала, которые проводятся известными [5, 6] способами по сигналу

$$\dot{U}_{сф}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(\tau) G^*(t - \tau) d\tau \quad (6)$$

на выходе согласованного фильтра с импульсной характеристикой  $\dot{G}(t)$ , согласованной с истинным сигналом;  $\dot{G}(t) = \dot{S}_1(t_0 - t)$ , где  $t_0$  – постоянная задержка в фильтре.

Необходимо отметить, что априорная неопределенность временной структуры ложного сигнала в сочетании с фактом (3) его высокой корреляции с истинным дает возможность использовать для оценки комплексной амплитуды и времени прихода любого сигнала в принимаемой реализации операции согласованной обработки для истинного сигнала.

Тогда для гипотезы  $H_1$  реализация  $\dot{U}(t)$  будет содержать некомпенсированные остатки истинного сигнала

$$\Delta \dot{S}_1(t) = A_1 e^{j\varphi_1} \dot{S}_1(t - t_1) - \widehat{A} e^{j\widehat{\varphi}} \dot{S}_1(t - \widehat{t}) \quad (7)$$

и шум, причем с возрастанием точности оценок параметров истинного сигнала при

$$q_1^2 = \frac{2E_1}{N_0} = \frac{2A_1^2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_1(t)|^2 dt = \frac{2A_1^2 \tau_1}{N_0} \rightarrow \infty, \quad \text{мощность остатков стремится к нулю}$$

–  $\lim_{q_1^2 \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau_1} \int_{-\infty}^{\infty} |\Delta \dot{S}_1(t)|^2 dt = 0$ . Оценки параметров истинного сигнала – нормально распределенные

случайные величины с параметрами:

$$\overline{\widehat{A}} = A_1; \quad \overline{\widehat{A}^2} = A_1^2 + \sigma_{A_1}^2; \quad \sigma_{A_1}^2 = \frac{A_1^2}{q_1^2} = \frac{N_0}{2\tau_1}; \quad \overline{\widehat{\varphi}} = \varphi_1; \quad \overline{\widehat{\varphi}^2} = \sigma_{\varphi_1}^2 = \frac{1}{q_1^2} = \frac{N_0}{2A_1^2 \tau_1}; \quad (8)$$

$$\overline{\widehat{t}_1} = t_1 - \widehat{t}; \quad \overline{\widehat{t}_1} = 0; \quad \overline{\widehat{t}_1^2} = \sigma_{\delta t_1}^2 = \frac{1}{(2\pi)^2 \beta^2 q_1^2} = \frac{C^2}{q_1^2},$$

где  $\beta = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |\dot{G}(f)|^2 df / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 df}$  – среднеквадратическая ширина спектра  $\dot{G}(f)$

истинного сигнала;  $C = \frac{1}{2\pi\beta}$ .

Для гипотезы  $H_2$  скомпенсированная реализация  $\dot{U}(t)$  будет содержать разность

$$\Delta \dot{S}_2(t) = A_2 e^{j\varphi_2} \dot{S}_2(t - t_2) - \widehat{A} e^{j\widehat{\varphi}} \dot{S}_1(t - \widehat{t}) \quad (9)$$

ложного сигнала и оценки истинного сигнала и шум, при этом  $\lim_{q_2^2 \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau_2} \int_{-\infty}^{\infty} |\Delta \dot{S}_2(t)|^2 dt \neq 0$ .

Оценки параметров ложного сигнала – нормально распределенные случайные величины с параметрами:

$$\overline{\widehat{A}} = A_2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^2; \quad \overline{\widehat{A}^2} = A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^4 + \sigma_{A_2}^2; \quad \sigma_{A_2}^2 = \frac{A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^4}{q_2^2} = \frac{N_0}{2\tau_2} \approx \sigma_{A_1}^2;$$

$$\overline{\widehat{\varphi}} = \varphi_2 + \delta\varphi_2; \quad \overline{\widehat{\varphi}^2} = \arg(\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})); \quad \overline{\widehat{\varphi}^2} = \overline{\delta\varphi_2^2} + \sigma_{\varphi_2}^2 = \overline{\delta\varphi_2^2} + \frac{N_0}{2A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^4 \tau_2}; \quad (10)$$

$$\overline{\widehat{t}_2} = t_2 - \widehat{t}; \quad \overline{\widehat{t}_2} = \arg \max_{\tau} |\dot{\Psi}_{12}(\tau)|; \quad \overline{\widehat{t}_2^2} = \overline{\delta t_2^2} + \frac{1}{(2\pi)^2 \beta^2 q_2^2} = \frac{C^2}{q_2^2}.$$

Величины  $\overline{\delta t_2}$  и  $\overline{\delta\varphi_2}$  в (10) представляют собой математические ожидания временного и фазового смещений комплексной амплитуды сигнала на выходе согласованного фильтра при наличии на его входе ложного сигнала в момент времени, когда модуль комплексной амплитуды достигает максимума.

Относительно разности  $\Delta \dot{S}_2(t)$  в (9) какие-либо априорные сведения отсутствуют.

Алгоритм обработки разности  $\Delta \dot{S}_2(t)$  определим в двух альтернативных вариантах:

– вариант 1 – отличия ложного сигнала от истинного определяются «медленными» искажениями (отличиями) формы ложного сигнала от истинного (паразитной амплитудной модуляцией, укорочением и т. д.), интервал корреляции которых много больше интервала корреляции истинного сигнала;

– вариант 2 – отличия ложного сигнала от истинного определяются «быстрыми» искажениями (например, временным разделением в ретрансляторе [2]), интервал корреляции которых меньше интервала корреляции истинного сигнала.

Для варианта 1 «медленных» искажений, имея в виду возможное накопление остатков сигнала в согласованном для истинного сигнала фильтре, алгоритм обработки предусматривает повторную оптимальную обработку скомпенсированной реализации с формированием выходного сигнала вида

$$\dot{U}_1(t) = \int_0^{\infty} \dot{U}(\tau) G^*(t-\tau) d\tau. \quad (11)$$

Положение максимумов модуля выходного сигнала  $|\dot{U}_1(t)|$  неизвестно, однако при «медленных» искажениях ложного сигнала в сравнении с истинным они будут расположены вблизи оценки  $\hat{t} + \tau_1$  пика сигнала на выходе согласованного фильтра (СФ) для некомпенсированной реализации. Это позволяет сформировать правило решения в виде

$$H_1 : z_1 \leq z_{п1}; \quad H_2 : z_1 > z_{п1}; \quad (12)$$

$$z_1 = \max_{\hat{t} + \tau_1 - \mu\tau_{сж} \leq t \leq \hat{t} + \tau_1 + \mu\tau_{сж}} |\dot{U}_1(t)|,$$

где  $\tau_{сж}$  – длительность сигнала на выходе СФ;  $\mu$  – параметр, определяющий временной интервал поиска максимумов некомпенсированных остатков сигнала на выходе СФ;  $z_{п1}$  – порог для варианта 1. Выражения (11), (12) определяют логику функционирования канала амплитудного обнаружения.

Во втором варианте «быстрых» искажений накопление в СФ невозможно, и при проверке гипотез необходимо использование энергетического обнаружителя [5] с решающей статистикой вида

$$z_2 = \frac{1}{\tau_1} \int_{\hat{t}}^{\hat{t} + \tau_1} |\dot{U}(t)|^2 dt \quad (13)$$

с интегрированием в пределах длительности сигнала и алгоритма селекции имитационных помех вида

$$H_1 : z_2 \leq z_{п2}; \quad H_2 : z_2 > z_{п2}, \quad (14)$$

где  $z_{п2}$  – порог для второго варианта. Таким образом, (13) и (14) определяют логику функционирования канала энергетического обнаружения.

Так как априорные сведения об отличиях ложного и истинного сигнала отсутствуют, а вероятности указанных ситуаций могут быть приняты равными, алгоритм обработки принятия решения принимает вид:

$$H_1 : \max_{\hat{t} + \tau_1 - \mu\tau_{сж} \leq t \leq \hat{t} + \tau_1 + \mu\tau_{сж}} |\dot{U}_1(t)| \leq z_{п1} \wedge z_2 \leq z_{п2}; \quad (15)$$

$$H_2 : \max_{\hat{t} + \tau_1 - \mu\tau_{сж} \leq t \leq \hat{t} + \tau_1 + \mu\tau_{сж}} |\dot{U}_1(t)| > z_{п1} \vee z_2 > z_{п2}.$$

В отличие от [3], в предлагаемом оценочно-компенсационном алгоритме предлагается использовать критерий Неймана-Пирсона, понимая под ложной тревогой принятие гипотезы  $H_2$  (ложный сигнал) при наличии истинного, а под правильной селекцией ложного сигнала – принятие гипотезы  $H_2$  при действительном наличии ложного сигнала. Значения порогов  $z_{п1}$ ,  $z_{п2}$  с учетом двухальтернативности алгоритма селекции должны определяться для величины вероятности ложных тревог в каждой из альтернатив  $F_{1(2)} = F/2$ .

### Качественные показатели селекции

Для альтернативы 1 «медленных» отличий ложного сигнала от истинного получение аналитических выражений для качественных показателей селекции в общем виде не представляется возможным, и указанный случай исследовался методом имитационного моделирования. Для альтернативы 2 «быстрых» отличий ложного сигнала от истинного при достаточно большом времени интегрирования  $\tau_1 \Delta F \gg 1$  статистика (13) нормализуется. Найдем математическое ожидание и дисперсию решающей статистики для рассматриваемых гипотез. С учетом возможности последовательного усреднения по случайным значениям шума и остатков сигнала при определении параметров статистики (13) вычислим средние мощности остатков сигнала

$$P_{\Delta S_{1(2)}} = \frac{1}{\tau_1} \int_{\hat{t}}^{\hat{t} + \tau_1} \Delta \dot{S}_{1(2)}(t) \Delta \dot{S}_{1(2)}^*(t) dt, \quad (16)$$

где черта означает статистическое усреднение по закону распределения оценок амплитуды, фазы и времени прихода сигнала.

Проводя несложные преобразования для истинного сигнала, получим:

$$P_{\Delta S_1} = A_1^2 + \overline{A^2} - 2A_1 \overline{A \cos \delta \varphi_1} \operatorname{Re}\{\dot{\Psi}_1(\delta t_1)\}. \quad (17)$$

Считаем оценки  $\delta t_1$ ,  $\hat{A}$  и  $\delta t_1$  независимыми случайными величинами. В этом случае  $\overline{A \cos \delta \varphi_1} \operatorname{Re}\{\dot{\Psi}_1(\delta t_1)\} = \overline{A} \cdot \overline{\cos \delta \varphi_1} \cdot \overline{\operatorname{Re}\{\dot{\Psi}_1(\delta t_1)\}}$ .

Для нахождения  $\overline{\cos \delta \varphi_1}$  и  $\overline{\operatorname{Re}\{\dot{\Psi}_1(\delta t_1)\}}$  полагаем, что ошибки оценивания фазы и времени прихода малы. Тогда  $\overline{\cos \delta \varphi_1} \approx 1 - \frac{1}{2} \delta \varphi_1^2 = 1 - \frac{1}{2} \sigma_{\varphi_1}^2 = 1 - \frac{N_0}{4A_1^2 \tau_1}$ . Автокорреляционную

функцию сигнала в окрестности максимума можно аппроксимировать параболой вида  $\operatorname{Re}\{\dot{\Psi}_1(\tau)\} \approx |\dot{\Psi}_1(\tau)| \approx 1 - \gamma \tau^2$ , где  $\gamma = \frac{1}{2} \frac{d^2}{d\tau^2} |\dot{\Psi}_1(\tau)| \Big|_{\tau=0}$ , откуда

$$\overline{\dot{\Psi}_1(\Delta t)} = 1 - \gamma \overline{\Delta t^2} = 1 - \gamma \sigma_{t_1}^2 = 1 - \frac{\gamma C^2 N_0}{2A_1^2 \tau_1}. \quad (18)$$

Подставляя в (17) и отбрасывая слагаемые второго порядка малости, получим:

$$P_{\Delta S_1} = 2A_1^2 + \frac{N_0}{2\tau_1} - 2A_1^2 \left(1 - \frac{N_0}{4A_1^2 \tau_1}\right) \left(1 - \frac{\gamma C^2 N_0}{2A_1^2 \tau_1}\right) \approx \frac{N_0}{\tau_1} (1 + \gamma C^2). \quad (19)$$

Аналогично для ложного сигнала, пренебрегая слагаемыми второго порядка малости, получим:

$$P_{\Delta S_2} = A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^2 + A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^4 - 2A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^4 = A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^2 (1 - |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^2). \quad (20)$$

Анализ (19) показывает, что величина средней мощности остатков истинного сигнала не зависит от его амплитуды, а определяется только спектральной плотностью мощности шума и длительностью сигнала. Действительно, чем больше амплитуда сигнала, тем точнее оценивается его время прихода и комплексная амплитуда, а значит, и тем меньше амплитуда и средняя мощность остатков сигнала. Для ложного сигнала основное влияние на мощность остатков (20) оказывает отличие от единицы максимума модуля  $|\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|$  нормированной взаимно-корреляционной функции истинного и ложного сигналов.

С использованием [6], для математического ожидания и дисперсии статистики (13) на выходе энергетического обнаружителя имеем:

$$m_{z_1} = P_{\Delta S_1} + \sigma_{ш}^2; \quad m_{z_2} = P_{\Delta S_2} + \sigma_{ш}^2; \quad (21)$$

$$D_{z_1} = \frac{P_{\Delta S_1} \sigma_{ш}^2}{\tau_1 \Delta F}; \quad D_{z_2} = \frac{P_{\Delta S_2} \sigma_{ш}^2}{\tau_1 \Delta F}.$$

Полученные выражения позволяют записать вероятности ложной тревоги и правильной селекции ложного сигнала:

$$F = 1 - \Phi\left(\frac{\ell_{п} - m_{z_1}}{\sqrt{D_{z_1}}}\right); \quad D = 1 - \Phi\left(\frac{\ell_{п} - m_{z_2}}{\sqrt{D_{z_2}}}\right), \quad (22)$$

где порог  $\ell_{п} = m_{z_1} + \sqrt{D_{z_1}} \Phi^{-1}(1 - F)$ ;  $\Phi^{-1}(\bullet)$  – функция, обратная интегралу вероятности.

### Исследование эффективности алгоритма

Исследование эффективности предлагаемого алгоритма проводилось по соотношениям (19)–(22) для варианта 1 «быстрых» искажений ложного сигнала в сравнении с истинным и методом имитационного моделирования (для обоих вариантов). Для проведения исследований была разработана математическая модель, воспроизводящая процедуры согласованной фильтрации истинного (ложного) сигнала, поиска максимума модуля отклика сигнала на выходе согласованного фильтра, аппроксимации отклика в окрестности максимума параболой, оценивания

времени задержки истинного (ложного) сигнала, компенсации истинного (ложного) сигнала, вычисления решающих статистик (12) и (13) и сравнения их с порогами.

На рис. 1 приведены отдельные зависимости, иллюстрирующие работоспособность оценочно-компенсационного способа селекции имитационных помех. В качестве истинного рассматривался линейный частотно-модулированный (ЛЧМ) сигнал с длительностью 10 мкс и коэффициентом сжатия 100. Ложный сигнал имел ту же скорость изменения частоты при длительности 9 мкс. Отношение сигнал/шум принималось равным 40 дБ, полоса частот шума – 40 МГц. Рис. 1, *a* соответствует принимаемой реализации на входе и выходе фильтра сжатия, *b* – скомпенсированной реализации, *в* – скомпенсированной реализации при повторном прохождении СФ. Как видно из приведенных иллюстраций, по скомпенсированной реализации на выходе СФ возможна уверенная селекция ложного сигнала. При наличии на входе истинного сигнала он полностью компенсируется, и напряжение на выходе СФ будет аналогично шумовому.

На рис. 2 приведены плотности вероятности статистики (13) энергетического обнаружителя при наличии на входе истинного (сплошная кривая) и ложного (пунктирная кривая) сигналов. Маркерами обозначены точки, полученные при имитационном моделировании при достаточном (5000) числе реализаций.

На рис. 3 приведены зависимости вероятности правильной селекции ложного сигнала от отношения  $q_2^2 = 2E_2 / N_0$  по ложному сигналу в канале энергетического обнаружения.

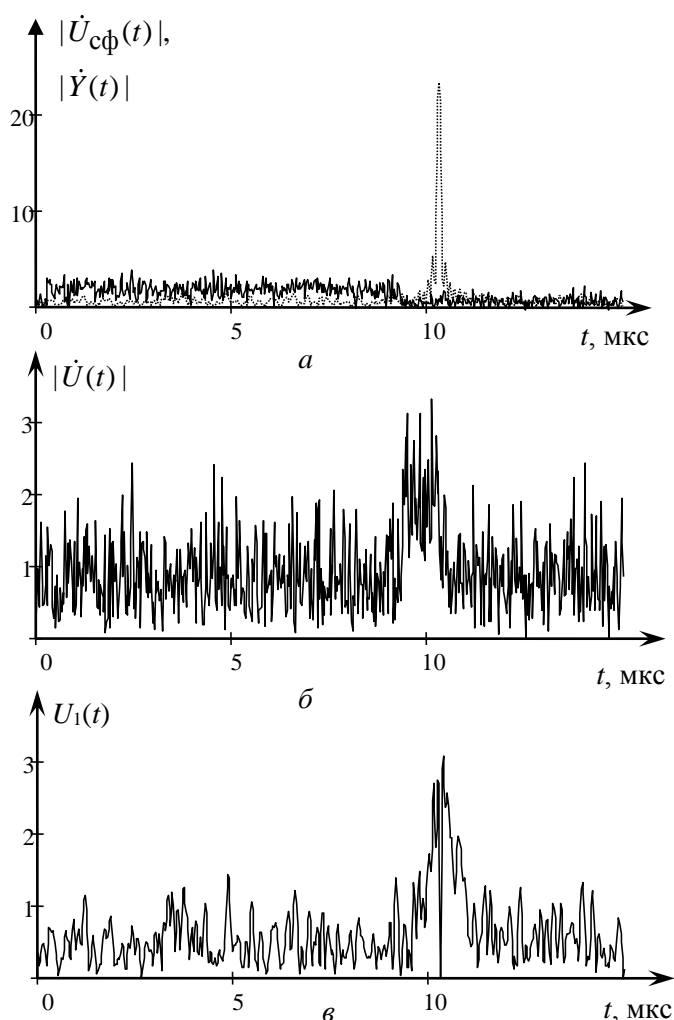


Рис. 1. Характерный вид сигналов при селекции ложных сигналов

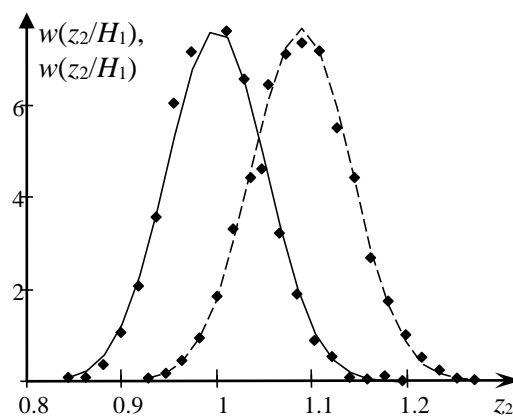


Рис. 2. Плотности вероятности статистики  $z_2$  энергетического обнаружителя

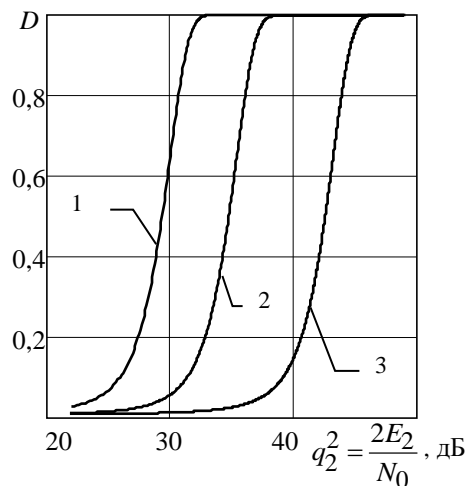


Рис. 3. Зависимости вероятности правильной селекции ложного сигнала от отношения сигнал/шум в канале энергетического обнаружения

Принималось, что ложный сигнал формируется путем наделения истинного ЛЧМ сигнала амплитудной модуляцией гармоническим сигналом с частотой, большей, чем девиация частоты истинного ЛЧМ сигнала. Индекс модуляции составлял 0,5, 0,25 и 0,1 (кривые 1, 2 и 3), при котором взаимно-корреляционная функция в максимуме равна, соответственно, 0,944, 0,984 и 0,997. Необходимо отметить, что в этом случае форма ложного сигнала на выходе СФ неотличима от формы истинного. Предлагаемый алгоритм обеспечивает уверенную, с вероятностью выше 0,8, селекцию ложных сигналов при отношениях сигнал/шум: 31, 36 и 44 дБ.

Физически, полученные отношения сигнал/шум соответствуют такому отличию ложного сигнала от истинного, при котором остаток ложного сигнала после компенсации сравнимы со среднеквадратическим значением шума.

На рис. 4 приведены зависимости вероятности правильной селекции ложного сигнала, согласно алгоритма (12), от отношения сигнал/шум, полученные имитационным моделированием. Кривые 1, 2 и 3 соответствуют отличиям длительности сигнала от истинного значения на 10, 5 и 1 % соответственно. Требуемое отношение сигнал/шум для достижения вероятности правильной селекции составило в данном случае 33...51 дБ.

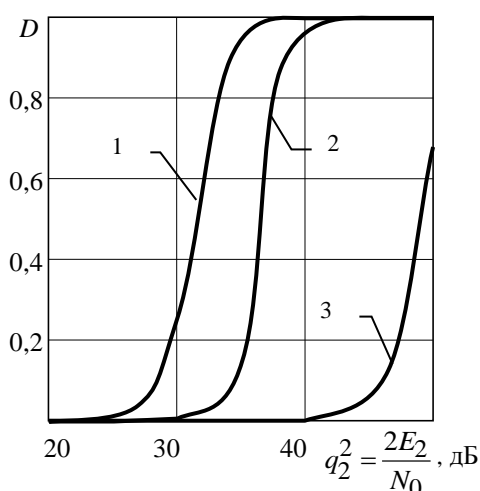


Рис. 4. Зависимости вероятности правильной селекции ложного сигнала от отношения сигнал/шум в канале амплитудного обнаружения

### Заключение

Предлагаемый оценочно-компенсационный алгоритм обеспечивает уверенную селекцию ложных сигналов при типовых их отличиях от истинных в области характерных для практических применений отношений сигнал/шум и может быть использован разработчиками средств радиолокации, функционирующих в конфликтных условиях.

### Список литературы

1. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. М.: Вузовская книга, 2007. 356 с.
2. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Под ред. Ю.М. Перунова. М.: Радиотехника, 2008. 416 с.
3. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В.Г. Радзиевского. М.: Радиотехника, 2006. 424 с.
4. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. 632 с.
5. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 680 с.
6. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Сов. радио, 1970. 560 с.



## References

1. Kuprijanov A.I., Saharov A.V. Teoreticheskie osnovy radioelektronnoj bor'by. M.: Vuzovskaja kniga, 2007. 356 s. (in Russ.)
2. Perunov Ju.M., Fomichev K.I., Judin L.M. Radioelektronnoe podavlenie informacionnyh kanalov sistem upravlenija oruzhiem / Pod red. Ju.M. Perunova. M.: Radiotehnika, 2008. 416 s. (in Russ.)
3. Sovremennaja radioelektronnaja bor'ba. Voprosy metodologii / Pod red. V.G. Radzievskogo. M.: Radiotehnika, 2006. 424 s. (in Russ.)
4. Sosulin Ju.G., Kostrov V.V., Parshin Ju.N. Ocenочно-korreljacionnaja obrabotka signalov i kompensacija pomeh. M.: Radiotehnika, 2014. 632 s. (in Russ.)
5. Tihonov V.I. Statisticheskaja radiotehnika. M.: Sov. radio, 1966. 680 s. (in Russ.)
6. Teoreticheskie osnovy radiolokacii / Pod red. Ja.D. Shirmana. M.: Sov. radio, 1970. 560 s. (in Russ.)

### Сведения об авторе

Козлов С.В., д.т.н., доцент, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

### Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,  
Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники  
тел. +375-17-293-89-11;  
e-mail: korvin92@bk.ru  
Козлов Сергей Вячеславович

### Information about the author

Kozlov S.V., D.Sci, associate professor, professor of information radioengineering department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

### Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka st., 6,  
Belarusian state university  
of informatics and radioelectronics  
tel. +375-17-293-89-11;  
e-mail: korvin92@bk.ru  
Kozlov Sergei Vyacheslavovich

УДК 621.396.96

## МЕТОДИКА РАСЧЕТА ОШИБОК РАЗОВОГО ОЦЕНИВАНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ НАБЛЮДАЕМЫХ ОБЪЕКТОВ В БОРТОВЫХ ОПТИКО-ЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

А.С. СОЛОНАР, П.А. ХМАРСКИЙ, А.А. МИХАЛКОВСКИЙ, С.В. ЦУПРИК

*Военная академия Республики Беларусь, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 4 декабря 2017*

**Аннотация.** Основываясь на методе линеаризации представлена методика расчета ошибок разового оценивания местоположения наблюдаемых наземных объектов по данным бортовой оптико-локационной системы. Определены допущения и ограничения, при которых допустимо применение предлагаемой методики в режиме реального времени.

**Ключевые слова:** оптико-локационная система, разовые ошибки, метод линеаризации, корреляционная матрица ошибок.

**Abstract.** Based on the method of linearization, a technique for calculating of a single estimation errors of the observable terrestrial objects location from the data of the onboard optical-location system is presented. The assumptions and limitations under which the proposed technique acceptable in real time operation are defined.

**Keywords:** optical-location system, single errors, linearization method, correlation error matrix.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 26-32**

**Methodology for calculating of the different estimation errors  
of observed objects location in the airborne optical-location systems**

**A.S. Solonar, P.A. Khmarski, A.A. Mihalkovki, S.V. Tsuprik**

### Введение

Многочисленные публикации, посвященные оптико-локационным системам (ОЛС), свидетельствуют о все более расширяющихся научных, учебных и практических сферах их применения [1, 2]. Одной из разновидностей ОЛС является бортовая ОЛС, важнейшей задачей которой является сопровождение – оценивание координат и траекторных параметров наземных движущихся объектов. Вследствие возникновения эффекта «кажущихся ускорений» сопровождение наземных объектов по данным бортовой ОЛС целесообразно осуществлять в прямоугольной системе координат (СК) [3–6]. При этом с выхода устройства внутрикадровой обработки ОЛС формируются оценки координат наблюдаемых объектов в СК дискретизированного изображения. В известной литературе приведены выражения для пересчета координат различных СК бортовой ОЛС [1]. Однако пересчет ошибок измерений из СК дискретизированного изображения в прямоугольную СК не представлен, что ограничивает возможности анализа результатов наблюдений и их адекватной фильтрации. Целью настоящей статьи является разработка методики расчета ошибок разового оценивания местоположения наблюдаемых объектов в прямоугольной СК по данным бортовой ОЛС в режиме реального времени.

### Постановка задачи

**Начальные условия.** Будем считать, что имеется бортовая ОЛС, наблюдающая за наземными объектами. Началом отсчета координат является точка старта носителя ОЛС

с поверхности Земли с прямоугольными координатами  $O(x_{st}, y_{st}, z_{st})$  (рис. 1, а). Пилотажно-навигационный комплекс носителя ОЛС в дискретные моменты времени  $t_k$  формирует оценки векторов состояния носителя  $\hat{\mathbf{a}}_{\text{эіпк}}$  (в связанной СК, рис. 1, б),  $\hat{\mathbf{a}}_{\text{GPSk}}$  (в нормальной СК, рис. 1, а) и значений их корреляционных матриц (КМ) ошибок оценивания  $\mathbf{R}_{\text{инск}}$ ,  $\mathbf{R}_{\text{GPSk}}$ :

$$\hat{\mathbf{a}}_{\text{инск}} = \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_k & \hat{\beta}_k & \hat{\gamma}_k \end{bmatrix}^T, \hat{\mathbf{a}}_{\text{GPSk}} = \begin{bmatrix} \hat{x}_k & \hat{y}_k & \hat{z}_k \end{bmatrix}^T, \mathbf{R}_{\text{инск}} = \begin{bmatrix} \sigma_\alpha^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_\beta^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_\gamma^2 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{\text{GPSk}} = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_y^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_z^2 \end{bmatrix},$$

где  $\hat{x}_k, \hat{y}_k, \hat{z}_k$  – оценки прямоугольных координат носителя в нормальной земной СК со среднеквадратическим отклонением (СКО) ошибок оценивания  $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$ ;  $\hat{\beta}_k, \hat{\epsilon}_k, \hat{\gamma}_k$  – оценки значений углов рысканья, тангажа и крена с СКО ошибок оценивания  $\sigma_\beta, \sigma_\epsilon, \sigma_\gamma$  в связанной СК.

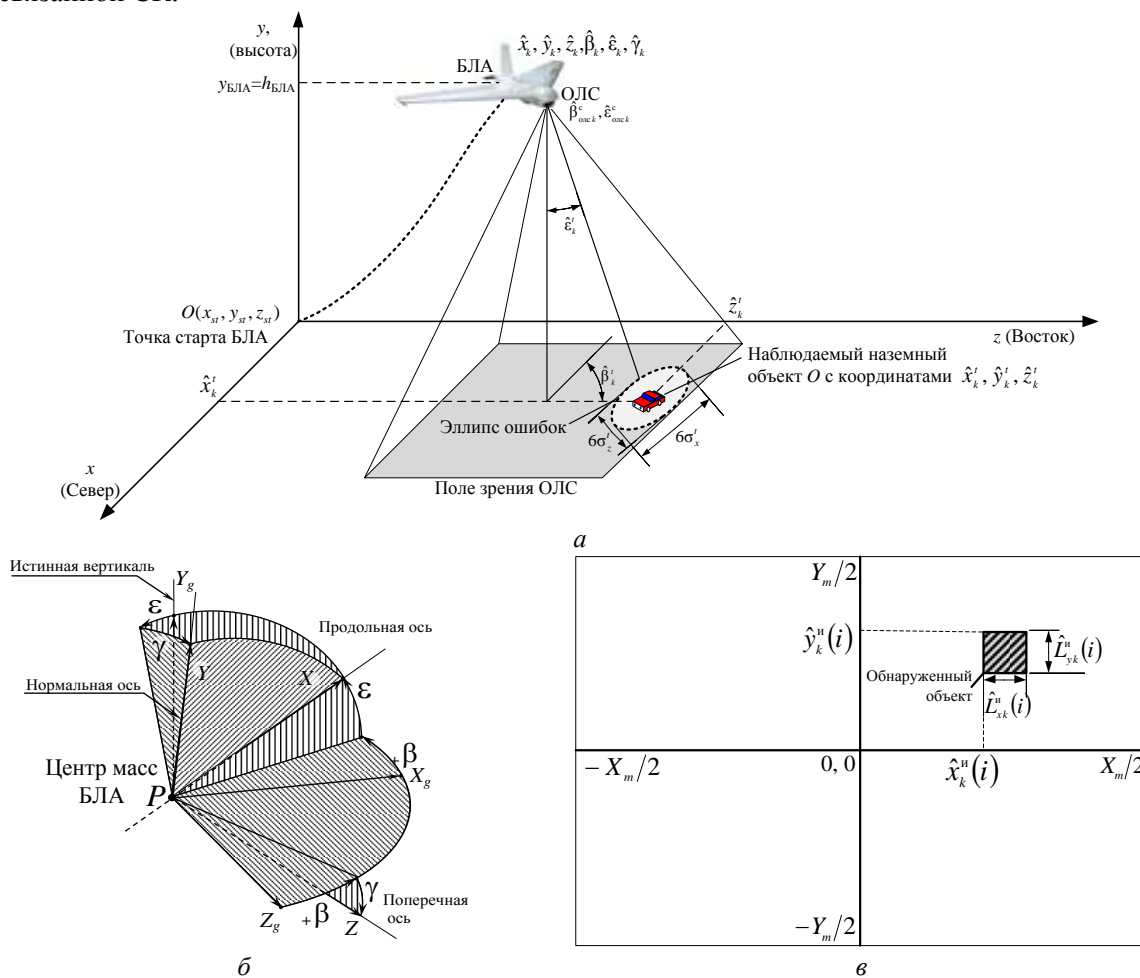


Рис. 1. Система координат: местная с центром в точке старта (а); связанная с центром масс  $P$  носителя оптико-локационной системы (б); дискретизированного изображения (в)

В момент времени  $t_k$  ОЛС выдает значения:  $\epsilon_d$  – ширина угла зрения в вертикальной плоскости;  $X_m, Y_m$  – разрешение цифрового оптического изображения.

Датчики ОЛС формируют оценки вектора состояния угловых ориентаций ОЛС и его корреляционную матрицу ошибок  $\hat{\mathbf{a}}_{\text{олск}}^c, \mathbf{R}_{\text{олск}}$ :

$$\hat{\mathbf{a}}_{\text{олс } k}^c = \left\| \hat{\beta}_{\text{олс } k}^c \quad \hat{\varepsilon}_{\text{олс } k}^c \right\|^T, \quad \mathbf{R}_{\text{олс } k} = \left\| \begin{array}{cc} \sigma_{\beta_{\text{олс } k}^c}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{\varepsilon_{\text{олс } k}^c}^2 \end{array} \right\|,$$

где  $\hat{\beta}_{\text{олс } k}^c, \hat{\varepsilon}_{\text{олс } k}^c$  – оценки углов ориентации ОЛС (в вертикальной и горизонтальной плоскости) и в связанной СК с СКО ошибок оценивания  $\sigma_{\beta_{\text{олс } k}^c}^c, \sigma_{\varepsilon_{\text{олс } k}^c}^c$ .

С выхода его блока внутрикадровой обработки формируются  $N$  разовых оценок векторов наблюдения обнаруженных целей  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^n(i)$ ,  $i = 1, N$  и значения их КМ ошибок разового оценивания  $\mathbf{R}_{\theta k}^n(i)$  в СК дискретизированного изображения (рис.1, в) в момент времени  $t_k$ :

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^n(i) = \left\| \hat{x}_k^n(i) \quad \hat{y}_k^n(i) \quad \hat{L}_{xk}^n(i) \quad \hat{L}_{yk}^n(i) \right\|^T, \quad \mathbf{R}_{\theta k}^n(i) = \left\| \begin{array}{cccc} \sigma_x^{n2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_y^{n2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{Lx}^{n2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{Ly}^{n2} \end{array} \right\|,$$

где  $\hat{x}_k^n(i), \hat{y}_k^n(i)$  – оценки координат обнаруженного  $i$ -го объекта в СК дискретизированного изображения;  $\hat{L}_{xk}^n(i), \hat{L}_{yk}^n(i)$  – оценки линейных размеров обнаруженного  $i$ -го объекта в СК дискретизированного изображения;  $\sigma_x^n, \sigma_y^n, \sigma_{Lx}^n, \sigma_{Ly}^n$  – СКО разовых ошибок оценивания координат обнаруженного объекта и их линейных размеров объекта в СК дискретизированного изображения.

*Задача:* по полученным исходным данным  $(O(x_{st}, y_{st}, z_{st}), \hat{\mathbf{a}}_{\text{инск}}, \mathbf{R}_{\text{инск}}, \hat{\mathbf{a}}_{\text{GPSk}}, \mathbf{R}_{\text{GPSk}}, \hat{\boldsymbol{\theta}}_k^n(i), \mathbf{R}_{\theta k}^n, \hat{\mathbf{a}}_{\text{олс } k}^c, \mathbf{R}_{\text{олс } k}, \varepsilon_d, X_m, Y_m)$  для момента времени  $t_k$  разработать методику оценки в режиме реального времени совокупности  $N$  разовых оценок векторов наблюдения обнаруженных целей  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_k(i)$  и значений их КМ ошибок разового оценивания  $\mathbf{R}_{\theta k}(i)$  в местной прямоугольной СК:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_k(i) = \left\| \hat{x}_k^t(i) \quad \hat{z}_k^t(i) \quad \hat{L}_{xk}^t(i) \quad \hat{L}_{zk}^t(i) \right\|^T, \quad \mathbf{R}_{\theta k}(i) = \left\| \begin{array}{cccc} \sigma_x^{t2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_z^{t2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{Lx}^{t2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{Lz}^{t2} \end{array} \right\|,$$

где  $\hat{x}_k^t(i), \hat{z}_k^t(i)$  – разовые оценки прямоугольных координат обнаруженного  $i$ -го объекта в прямоугольной СК;  $\hat{L}_{xk}^t(i), \hat{L}_{zk}^t(i)$  – оценки линейных размеров обнаруженного  $i$ -го объекта в прямоугольной СК;  $\sigma_x^t, \sigma_z^t, \sigma_{Lx}^t, \sigma_{Lz}^t$  – СКО разовых ошибок оценивания прямоугольных координат обнаруженного объекта и их линейных размеров в прямоугольной СК.

### Основная часть

Для обеспечения решения поставленной задачи в режиме реального времени введем ряд упрощающих вычисления допущений и ограничений.

1. Высота всех наблюдаемых объектов  $h_{\text{об}}(i)$  считается равной высоте точки старта  $y_{st}$ , скорость изменения высоты наблюдаемого объекта равна нулю.

2. Высота любого  $i$ -го наблюдаемого объекта  $h_{\text{об}}(i)$  в поле зрения ОЛС много меньше высоты полета носителя ОЛС  $y_k: y_k \gg h_{\text{об}}(i)$ .

3. Средняя высота рельефа  $h_{\text{ср.рельеф}}$  равна высоте точки старта:  $h_{\text{ср.рельеф}} = y_{st}$ .

4. Перепады рельефа  $\Delta h_{\text{рельеф}}$  пренебрежимо малы в сравнении со значением высоты полета:  $\Delta h_{\text{рельеф}} \ll y_k$ .

5. Углы скольжения наблюдаемых объектов в пределах кадра более  $40^\circ$ .

6. От кадра к кадру размеры объекта изменяются незначительно (в течение 6–10 кадров можно считать, что размеры объекта не меняются).

7. Линейные размеры наблюдаемых объектов не превышают 5–6 % от минимальной стороны размера матрицы цифрового изображения.

Пересчет совокупности  $N$  оценок значений векторов наблюдения  $\hat{\theta}_k^u(i)$  из СК дискретизированного изображения в нормальную СК производится в 4 этапа.

На первом этапе производится пересчет из СК дискретизированного изображения (в пикселях) в СК визирования (в угловых координатах относительно центра ориентации оптической камеры) с учетом значений при помощи функционального преобразования [1]:

$$\begin{aligned} \hat{\varepsilon}_{pk}(i) &= \arctg\left(\frac{-\hat{x}_k^u(i)}{\left(R_{opt} \cos(\hat{\varepsilon}_{олск}^c) - \hat{y}_k^u(i) \sin(\hat{\varepsilon}_{олск}^c)\right)} + \hat{\varepsilon}_{олск}^c \frac{X_m}{Y_m}\right), \\ \hat{\beta}_{pk}(i) &= \arcsin\left(\frac{\left(R_{opt} \sin(\hat{\varepsilon}_{олск}^c) + \hat{y}_k^u(i) \cos(\hat{\varepsilon}_{олск}^c)\right)}{\sqrt{R_{opt}^2 + (\hat{x}_k^u(i))^2 + (\hat{y}_k^u(i))^2}}\right), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $R_{opt} = Y_m / (2 \tan(\varepsilon_d))$  – расстояние от центра оптической оси до центра оси дискретизированного изображения.

Так как преобразования (1) детерминированные, то в таком случае справедлив линейный пересчет ошибок измерения при переходе из СК дискретизированного изображения в СК визирования. При этом допустим аддитивный учет влияния ошибок позиционирования оптической оси ОЛС:

$$\mathbf{R}_{\theta k}^B(i) = \mathbf{H}^u \mathbf{R}_{\theta k}^u(i) (\mathbf{H}^u)^T \left\| \begin{matrix} m_T & 0 \\ 0 & m_B \end{matrix} \right\| + \left\| \begin{matrix} \sigma_{\beta_{олск}^c}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{\varepsilon_{олск}^c}^2 \end{matrix} \right\|, \quad \mathbf{H}^u = \left\| \begin{matrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{matrix} \right\|,$$

где  $m_T = \varepsilon_d / X_m$ ,  $m_B = m_T Y_m / X_m$  – линейные коэффициенты преобразования ошибок измерения;  $\mathbf{H}^u$  – матрица статического пересчета.

На втором этапе определяются прямоугольные координаты наблюдаемых объектов в СК визирования  $WUV$  (рис. 2).

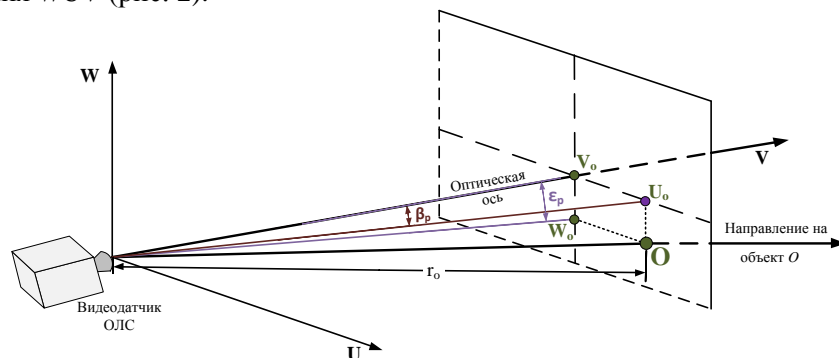


Рис. 2. Система координат визирования  $WUV$

На рис. 3 приведены полученные методом математического моделирования зависимости изменения суммарной ошибки измерения местоположения  $\Delta_{\Sigma, H} / \Delta_{\Sigma}$  от перепадов рельефа  $\Delta h_{\text{рельеф}}$  в процентном отношении относительно высоты носителя  $y_k$ . Как видно из рис. 3, увеличение составляющих КМ  $\mathbf{R}_{GPSk}$  приводит к снижению влияния перепадов рельефа  $\Delta h_{\text{рельеф}}$ . Наибольший вклад в суммарную ошибку измерения вносят перепады рельефа при минимальной ошибке  $\sigma_{GPS}$  (на рис. 3 – 1 м), в таком случае требования

к допущениям снижаются. Выработанные допущения выполняются при  $\Delta h_{\text{рельеф.}}/h_{\text{БЛА}} < 10\%$ , когда суммарный вклад в ошибку измерения местоположения не превышает 10% при минимальных значениях  $\sigma_{\text{GPS}}$ .

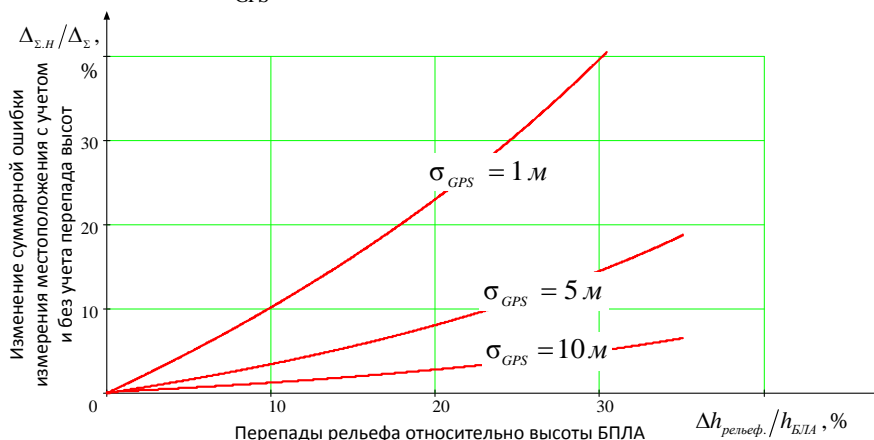


Рис. 3. Влияние перепадов рельефа на суммарную ошибку измерения местоположения

С учетом принятых ограничений дальность до  $i$ -го наблюдаемого объекта равняется  $\hat{r}_{ok}(i) = \hat{y}_k / \cos(\hat{\varepsilon}_{pk}(i))$ . Тогда прямоугольные координаты в СК визирования будут равны:

$$\hat{W}_{ok}(i) = \hat{r}_{ok}(i) \sin(\hat{\varepsilon}_{pk}(i)), \quad \hat{U}_{ok}(i) = \hat{r}_{ok}(i) \sin(\hat{\theta}_{pk}(i)), \quad \hat{V}_{ok}(i) = \hat{r}_{ok}(i) \sqrt{\cos^2(\hat{\varepsilon}_{pk}(i)) - \sin^2(\hat{\theta}_{pk}(i))}.$$

С целью обеспечения работоспособности методики в режиме реального времени оценка КМ в СК визирования производится при помощи метода линеаризации, при использовании которого [3, 4]: для аппроксимации математического ожидания предполагается, что влиянием второго и более высоких порядков можно пренебречь; для аппроксимации КМ предполагается, что все нечетные члены ряда Тейлора будут равны нулю, а влиянием четвертого и более высоких порядков можно пренебречь. В СК визирования КМ ошибок разового оценивания координат  $i$ -го наблюдаемого объекта методом линеаризации определяется как

$$\mathbf{R}_B^{WUV}(i) = \mathbf{H}_B^{WUV}(i) \begin{vmatrix} \mathbf{R}_{\theta k}^B(i)_{0,0} + \sigma_y^2 \hat{r}_{ok}(i)^2 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_{\theta k}^B(i)_{1,1} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{R}_{\theta k}^B(i)_{2,2} \end{vmatrix} \left( \mathbf{H}_B^{WUV}(i) \right)^T,$$

$$\mathbf{H}_B^{WUV}(i) = \begin{vmatrix} \cos(\hat{\theta}_{pk}(i)) \sin(\hat{\varepsilon}_{pk}(i)) & -\hat{r}_{ok}(i) \sin(\hat{\theta}_{pk}(i)) \cos(\hat{\varepsilon}_{pk}(i)) & \hat{r}_{ok}(i) \cos(\hat{\theta}_{pk}(i)) \cos(\hat{\varepsilon}_{pk}(i)) \\ \sin(\hat{\theta}_{pk}(i)) \sin(\hat{\varepsilon}_{pk}(i)) & \hat{r}_{ok}(i) \cos(\hat{\theta}_{pk}(i)) \sin(\hat{\varepsilon}_{pk}(i)) & \hat{r}_{ok}(i) \sin(\hat{\theta}_{pk}(i)) \cos(\hat{\varepsilon}_{pk}(i)) \\ \cos(\hat{\varepsilon}_{pk}(i)) & 0 & -\hat{r}_{ok}(i) \sin(\hat{\varepsilon}_{pk}(i)) \end{vmatrix}, \quad (2)$$

На третьем этапе производится пересчет через оценки  $\hat{\mathbf{a}}_{\text{инск}} = \left\| \hat{\alpha}_k \quad \hat{\beta}_k \quad \hat{\gamma}_k \right\|^T$  и  $\hat{\mathbf{a}}_{\text{олск}}^c = \left\| \hat{\beta}_{\text{олск}}^c \quad \hat{\varepsilon}_{\text{олск}}^c \right\|^T$  в нормальную прямоугольную СК согласно функциональным преобразованиям [1]:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^c(i) = \left\| \hat{x}_k^c(i) \quad \hat{y}_k^c(i) \quad \hat{z}_k^c(i) \right\|^T = \mathbf{B}^T(\alpha, \beta, \gamma) \mathbf{D}^T(\varepsilon_{\text{олск}}, \beta_{\text{олск}}) \left\| \hat{W}_{ok}(i) \quad \hat{U}_{ok}(i) \quad \hat{V}_{ok}(i) \right\|^T,$$

$$\mathbf{B}(\alpha, \beta, \gamma) = \begin{vmatrix} \cos(\hat{\gamma}) & 0 & -\sin(\hat{\gamma}) \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(\hat{\gamma}) & 0 & \cos(\hat{\gamma}) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\hat{\beta}) & \sin(\hat{\beta}) \\ 0 & -\sin(\hat{\beta}) & \cos(\hat{\beta}) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \cos(\hat{\alpha}) & \sin(\hat{\alpha}) & 0 \\ -\sin(\hat{\alpha}) & \cos(\hat{\alpha}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix},$$

$$\hat{\gamma} = \hat{\gamma}_k, \hat{\beta} = \hat{\beta}_k, \hat{\alpha} = \hat{\alpha}_k, D(\varepsilon_{\text{олс}}, \beta_{\text{олс}}) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\hat{\varepsilon}_{\text{олск}}) & \sin(\hat{\varepsilon}_{\text{олс}}) \\ 0 & -\sin(\hat{\varepsilon}_{\text{олск}}) & \cos(\hat{\varepsilon}_{\text{олс}}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\hat{\beta}_{\text{олск}}) & \sin(\hat{\beta}_{\text{олск}}) & 0 \\ -\sin(\hat{\beta}_{\text{олск}}) & \cos(\hat{\beta}_{\text{олск}}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Оценка КМ в нормальной СК также производится при помощи метода линеаризации с учетом значений ошибок измерения  $\mathbf{R}_{\text{инск}}$  согласно выражениям:

$$\mathbf{R}_k^c(i) = \mathbf{H}_k^c(i) \mathbf{R}_{\hat{A}}^{WUV}(i) (\mathbf{H}_k^c(i))^T + \begin{pmatrix} \sigma_{\beta}^2 \hat{r}_{\text{ок}}^2(i) & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\alpha}^2 \hat{r}_{\text{ок}}^2(i) & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{\gamma}^2 \hat{r}_{\text{ок}}^2(i) \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{H}_k^c(i) = \begin{pmatrix} \cos(\hat{\gamma}) \cos(\hat{\alpha}) - \sin(\hat{\gamma}) \sin(\hat{\beta}) \sin(\hat{\alpha}) & -\cos(\hat{\beta}) \sin(\hat{\alpha}) & \sin(\hat{\gamma}) \cos(\hat{\alpha}) + \cos(\hat{\gamma}) \sin(\hat{\beta}) \sin(\hat{\alpha}) \\ \cos(\hat{\gamma}) \sin(\hat{\alpha}) + \sin(\hat{\gamma}) \sin(\hat{\beta}) \cos(\hat{\alpha}) & \cos(\hat{\beta}) \sin(\hat{\alpha}) & \sin(\hat{\gamma}) \sin(\hat{\alpha}) - \cos(\hat{\gamma}) \sin(\hat{\beta}) \cos(\hat{\alpha}) \\ -\sin(\hat{\gamma}) \cos(\hat{\beta}) & \sin(\hat{\beta}) & \cos(\hat{\gamma}) \cos(\hat{\beta}) \end{pmatrix}.$$

На четвертом этапе производится пересчет в нормальную неподвижную прямоугольную СК путем переноса:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_k(i) = \left\| \hat{x}_k^c(i) \quad \hat{y}_k^c(i) \quad \hat{z}_k^c(i) \right\|^T + \left\| \hat{x}_k \quad \hat{y}_k \quad \hat{z}_k \right\|^T - \left\| x_{st} \quad y_{st} \quad z_{st} \right\|^T.$$

В значения КМ ошибок измерения  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_k(i)$  аддитивно добавляются ошибки измерения  $\mathbf{R}_{\text{GPSk}}$ :  $\mathbf{R}_{\theta k}(i) = \mathbf{R}_k^c(i) + \mathbf{R}_{\text{GPSk}}$ .

Для учета искажений, вносимых в оценку линейных размеров наблюдаемых объектов, вычисления проводятся для четырех точек  $((\hat{x}_k^n(i), \hat{y}_k^n(i)), (\hat{x}_k^n(i) + \hat{L}_{xk}^n(i), \hat{y}_k^n(i)), (\hat{x}_k^n(i) + \hat{L}_{xk}^n(i), \hat{y}_k^n(i) - \hat{L}_{yk}^n(i))$  и  $(\hat{x}_k^n(i), \hat{y}_k^n(i) - \hat{L}_{yk}^n(i))$ ), после чего определяются значения ширины и высоты в требуемой нормальной СК.

Достоверность результатов пересчетов с помощью предложенной методики проверялась при помощи лабораторно-моделирующего комплекса [2], доработанного под задачи бортовой ОЛС.

### Заключение

В настоящей статье представлена разработанная методика расчета разовых ошибок оценивания местоположения наблюдаемых объектов в прямоугольной СК по данным бортовой ОЛС. Представленная методика основывается на методе линеаризации, позволяющем заменить нелинейные преобразования на линейные в окрестности разовой оценки. Предлагаемая методика реализуется в четыре этапа и позволяет учесть: значения векторов состояния носителя ОЛС в связанной и нормальной СК и ошибки их измерений; вектора состояния угловых ориентаций ОЛС и ошибки их измерений; параметры ОЛС (ширина угла зрения, разрешение оптического изображения). Предлагаемая методика характеризуется низкой вычислительной сложностью, реализуема в режиме реального времени, характерного для бортовых систем, и применима при выполнении принятых допущений и ограничений. Полученные разовые ошибки измерения местоположения наблюдаемых объектов могут использоваться: при оценке влияния условий наблюдения на показатели качества внутрикадровой обработки; на этапе сопровождения траекторий в устройстве межкадровой обработки.

### Список литературы

1. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление / Б.А. Алпатов [и др.]. М: Радиотехника, 2008. 176 с.

2. Гуцев Р.А., Солонар А.С., Цуприк С.В. Лабораторно-моделирующий комплекс для исследования показателей качества работы оптико-локационной системы телевизионного типа // Докл. БГУИР. 2016. № 6 (100). С. 55–61.
3. Blackman, S., Popoli R. Design and analysis of modern tracking systems. Boston, London: Artech House, 1999. 1230 p.
4. Хмарский П.А., Солонар А.С. Влияние выбора моделей входного воздействия на точность измерений вектора состояния для фильтров Калмана // Докл. БГУИР. 2012. № 7 (69). С. 47–53.
5. Хмарский П.А., Солонар А.С. Влияние условий наблюдения на показатели качества дискретных фильтров Калмана при наблюдении прямоугольных координат // Приложение к журналу «Известия Национальной академии наук Беларуси», физико-технические науки. 2014. № 2. С. 102–109.
6. Хмарский П.А., Солонар А.С. Оценка влияния условий наблюдения на точность измерения дискретных фильтров Калмана при наблюдении объектов в полярных координатах методом Монте-Карло // Докл. БГУИР. 2014. № 7 (85). С. 71–77.

### References

1. Metody avtomaticheskogo obnaruzhenija i soprovozhdenija ob'ektov. Obrabotka izobrazhenij i upravlenie / V.A. Alpatov [i dr.]. M: Radiotekhnika, 2008. 176 s. (in Russ.)
2. Gucev R.A. Solonar A.S., Cuprik S.V. Laboratorno-modelirujushij kompleks dlja issledovanija pokazatelej kachestva raboty optiko-lokacionnoj sistemy televizionnogo tipa // Dokl. BGUIR. 2016. № 6 (100). S. 55–61. (in Russ.)
3. Blackman, S., Popoli R. Design and analysis of modern tracking systems. Boston, London: Artech House, 1999. 1230 p.
4. Hmarskij P.A., Solonar A.S. Vlijanie vybora modelej vhodnogo vozdejstvija na tochnost' izmerenij vektora sostojanija dlja fil'trov Kalmana // Dokl. BGUIR. 2012. № 7 (69). S. 47–53. (in Russ.)
5. Hmarskij P.A., Solonar A.S. Vlijanie uslovij nabljudenija na pokazateli kachestva diskretnyh fil'trov Kalmana pri nabljudenii prjamougol'nyh koordinat // Prilozhenie k zhurnalnu «Izvestija Nacional'noj akademii nauk Belarusi», fiziko-tehnicheskie nauki. 2014. № 2. S. 102–109. (in Russ.)
6. Hmarskij P.A., Solonar A.S. Ocenka vlijanija uslovij nabljudenija na tochnost' izmerenija diskretnyh fil'trov Kalmana pri nabljudenii ob'ektov v poljarnyh koordinatah metodom Monte-Karlo // Dokl. BGUIR. 2014. № 7 (85). S. 71–77. (in Russ.)

### Сведения об авторах

Солонар А.С., к.т.н., доцент, докторант Военной академии Республики Беларусь.

Хмарский П.А., к.т.н., доцент кафедры авиационных радиоэлектронных систем Военной академии Республики Беларусь.

Михалковский А.А., старший инженер кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Цуприк С.В., адъюнкт кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

### Information about the authors

Solonar A.S., PhD, assistant professor, postdoctoral student of Military academy of the Republic of Belarus.

Khmarski P.A., PhD, associate professor of the department aviation radio-electronic systems of Military Academy of Republic of Belarus.

Mihalkovski A.A., senior engineer of the department of radar-location and send-recvive devices of Military academy of the Republic of Belarus.

Tsuprik S.V., PG student of the department of radar-location and send-recvive devices of Military academy of the Republic of Belarus.

### Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,  
г. Минск, пр-т Независимости, 220,  
Военная академия Республики Беларусь  
тел. +375-29-219-56-49;  
e-mail: pierre2009@mail.ru  
Хмарский Петр Александрович

### Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,  
Minsk, Nezavisimosti ave., 220,  
Military academy of the Republic of Belarus  
tel. +375-29-219-56-49;  
e-mail: pierre2009@mail.ru  
Khmarski Petr Aleksandrovich



УДК 621.396.969.1

## КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ ДИСКРИМИНАТОР ДВУХКАНАЛЬНОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА БЫСТРОФЛУКТУИРУЮЩЕГО СИГНАЛА В РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С ЛИНЕЙНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ

М.М. БУЛАШ<sup>1</sup>, И.Н. ДАВЫДЕНКО<sup>2</sup>, С.В. ШАЛЯПИН<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ОАО «АЛЕВКУРП», Республика Беларусь

<sup>2</sup>РНПУП «Центр радиотехники НАН Беларуси», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 10 декабря 2017

**Аннотация.** Приведен синтез структуры квазиоптимального двухканального дискриминатора измерителя угловых координат источника быстро флуктуирующего сигнала в случае использования линейного сканирования диаграммы направленности (ДН) антенны. Показано, что данный дискриминатор может быть построен с использованием двух одноканальных классических дискриминаторов.

**Ключевые слова:** пеленгация, линейное сканирование, максимальное правдоподобие, корреляция.

**Abstract.** Considering the synthesis of the quasi-optimal two-channel discriminator structure of the angle meter of the fast fluctuating signal source for using a linear scanning of the antenna pattern. It is shown that the discriminator can be constructed by using two single-channel classical discriminators.

**Keywords:** direction finding, linear scanning, maximum likelihood, correlation.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 33-39**

**Quasi-optimal discriminator of the two-channel angular coordinates measurer  
of the fast fluctuating signal source in the radar with linear scanning of the antenna direction pattern  
M.M. Bulash, I.N. Davidenko, S.V. Shalyapin**

### Введение

В [1, 2] описан синтез и получены структурные схемы оптимального дискриминатора угломера, использующего для снижения флуктуационной ошибки второй канал с несканирующей антенной. Основным недостатком описанного варианта дискриминатора – это наличие в его составе модуля определения обратной корреляционной матрицы сигнала со сложной вычислительной процедурой, обусловленной необходимостью одновременного учета как междупериодной, так и междуканальной корреляции сигнала.

В [3] приведен синтез оптимального дискриминатора, работающего по непрерывному шумоподобному сигналу, структура которого из-за отсутствия междупериодной корреляции проще структуры дискриминатора, описанного в [2]. В настоящей статье предложен переход к еще более простой по сравнению с [3] квазиоптимальной структуре дискриминатора измерителя угловых координат, работающего по быстро флуктуирующему или по непрерывному шумоподобному сигналу.

### Синтез структуры квазиоптимального двухканального измерителя угловых координат источника быстро флуктуирующих сигналов

Пример быстро флуктуирующего импульсного сигнала на входе дискриминатора угловых координат приведен на рис. 1, а, шумоподобного сигнала – на рис. 1, б.

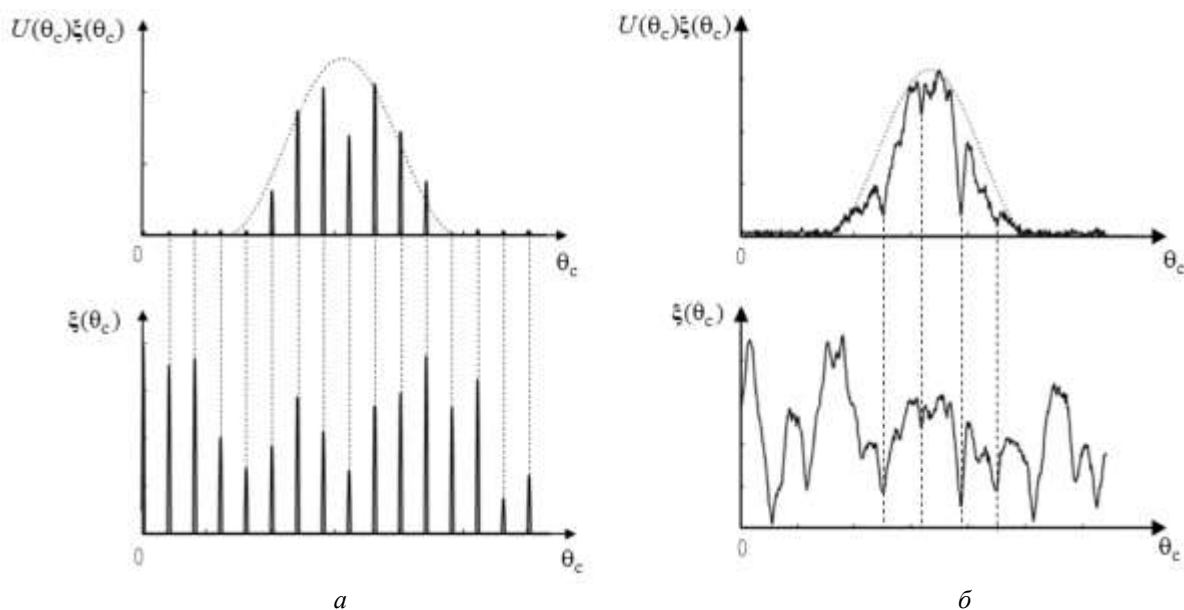


Рис. 1. Последовательности быстро флуктуирующих импульсов сигнала (а) и шумоподобного сигнала (б) на входе дискриминатора с (сверху) и без (снизу) модуляции диаграммой направленности сканирующей антенны  $U(\theta_c)$

Если междупериодной корреляцией быстро флуктуирующего импульсного сигнала пренебречь, то процедура обработки этих двух сигналов будет одинаковой, за исключением времени дискретизации сигнала. Для шумоподобного сигнала период дискретизации сигнала определяется временем его корреляции, которое обратно пропорционально полосе пропускания приемника радиолокационной станции (РЛС), в то время как время дискретизации импульсного сигнала определяется периодом повторения зондирующего сигнала РЛС. Известна общая процедура оптимальной обработки флуктуирующей дискретной последовательности сигналов с использованием отношения правдоподобия [1; 2; 4, с. 166–168; 5–7], которая заключается в формировании решающей статистики:

$$Z(\hat{\theta}_n, \xi(\theta_n)) = \sum_{n=0}^{N-1} \left( \xi_n^\dagger(\theta_n) \mathbf{Q}_n^{\hat{\theta}_n} \xi_n(\theta_n) + \alpha_n^{\hat{\theta}_n}(\hat{\theta}_n) \right) = \sum_{n=0}^{N-1} \left( \xi_n^\dagger(\theta_n) \mathbf{R}_n^{\hat{\theta}_n} \xi_n(\theta_n) + \alpha_n^{\hat{\theta}_n}(\hat{\theta}_n) \right), \quad (1)$$

где  $n = \overline{0, N-1}$  – номер временного отсчета сигнала;  $N$  – количество отсчетов сигнала за время наблюдения цели;  $\theta_c$  – угловое положение источника сигнала;  $\hat{\theta}_n$  – текущая оценка углового положения источника сигнала;  $\xi(\theta_c) = [\boldsymbol{\eta}_0(\theta_c), \boldsymbol{\eta}_1]^T$ ;

$\boldsymbol{\eta}_0(\theta_c) = [\xi_{0,0}(\theta_c), \dots, \xi_{n,0}(\theta_c), \dots, \xi_{N-1,0}(\theta_c)]^T$  – отсчеты сигнала в сканирующем канале приема, зависят от углового положения цели  $\theta_c$ ;  $\boldsymbol{\eta}_1 = [\xi_{0,1}, \dots, \xi_{n,1}, \dots, \xi_{N-1,1}]^T$  – отсчеты сигнала в несканирующем канале приема, не зависят от углового положения цели  $\theta_c$ ;  $\xi_n(\theta_c) = [\xi_{n,0}(\theta_c), \xi_{n,1}]^T$  – вектор с двумя комплексными отсчетами сигнала, полученными в один и тот же момент времени в двух каналах приема;

$$\mathbf{R}_n^{c+\phi}(\hat{\theta}_c) = \begin{bmatrix} 2\sigma_{\phi,0}^2 + 2\sigma_{c,0}^2 |U_{n,0}(\hat{\theta}_c)|^2 & 2\sigma_{c,0}\sigma_{c,1} U_{n,0}(\hat{\theta}_c) r_{0,1} \\ 2\sigma_{c,0}\sigma_{c,1} U_{n,0}^*(\hat{\theta}_c) r_{0,1}^* & 2\sigma_{\phi,1}^2 + 2\sigma_{c,1}^2 \end{bmatrix} - \text{матрица, описывающая корреляционные}$$

свойства сигналов в двух приемных каналах для  $n$ -го отсчета времени;  $U_n(\hat{\theta}_c) = u(\hat{\theta}_c, n \Delta t)$  – функция, описывающая форму нормированной к единице ДН сканирующей антенны при условии, что максимум диаграммы совпадает с направлением на  $\hat{\theta}_c$ ;  $\Delta t$  – период дискретизации сигнала;  $\sigma_{\phi,0}^2$  – дисперсия внутреннего шума в канале сканирующей антенны;  $\sigma_{\phi,1}^2$  – дисперсия внутреннего шума в канале несканирующей антенны;  $\sigma_{c,0}^2$  – дисперсия

сигнала в канале сканирующей антенны в максимуме ДН;  $\sigma_{c,1}^2$  – дисперсия сигнала в канале несканирующей антенны;  $r_{0,1}$  – междуканальный нормированный коэффициент корреляции;  $\alpha_n^{c+\phi}(\hat{\theta}_c) = -\ln\left(\text{Det}\left(\mathbf{R}_n^{c+\phi}(\hat{\theta}_c)\right)\right)$  – смещение функции правдоподобия;  $\text{Det}\left(\mathbf{R}_n^{c+\phi}(\hat{\theta}_c)\right)$  – определитель корреляционной матрицы смеси сигнала и фона  $\mathbf{R}_n^{c+\phi}(\hat{\theta}_c)$ .

Часто быстро флуктуирующими сигналами являются сигналы, отраженные от крупноразмерных целей, или помеховые широкополосные сигналы. В первом случае обеспечивается высокое отношение сигнал/шум, а во втором – помеха/шум. В каждом из этих случаев полезный сигнал, содержащий информацию об угловом положении объекта, существенно мощнее внутренних шумов приемника, поэтому в дальнейшем дисперсия внутренних шумов приемника будет полагаться равной нулю. Учитывая это, необходимо выбрать такую аппроксимацию ДН антенны, чтобы при любом  $\hat{\theta}_c$  дисперсия сигнала на входе дискриминатора не была равной нулю. Для этой ситуации удобно форму ДН  $U_n(\hat{\theta}_c)$  аппроксимировать действительной гауссовой кривой:

$$u(\hat{\theta}_c, n \Delta t) = \exp\left(-\frac{\pi(\hat{\theta}_c - \Omega_a n \Delta t)^2}{2\Delta\Theta_a^2}\right), \quad (2)$$

где  $\Omega_a$  – угловая скорость сканирования антенны;  $\Delta\Theta_a$  – ширина ДН антенны сканирующего канала.

С учетом того, что ДН антенны аппроксимирована действительной функцией (2), а также расписывая блок-матрицу  $\mathbf{Q}_n^{c+\phi}(\hat{\theta}_c)$  и определитель  $\text{Det}\left(\mathbf{R}_n^{c+\phi}(\hat{\theta}_c)\right)$ , функция правдоподобия (1) может быть развернута и представлена в виде

$$Z(\hat{\theta}_c, \xi(\theta_c)) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\sigma_{c,1}^2 |\xi_{n,0}(\theta_c)|^2 - 2\text{Re}\left(\sigma_{c,0}\sigma_{c,1}U_n(\hat{\theta}_c)r_{0,1}\xi_{n,1}\xi_{n,0}^*(\theta_c)\right) + \sigma_{c,0}^2 U_n(\hat{\theta}_c)^2 |\xi_{n,1}|^2}{2\sigma_{c,0}^2\sigma_{c,1}^2 U_n(\hat{\theta}_c)^2 (1 - |r_{0,1}|^2)} - \sum_{n=0}^{N-1} \ln\left(U_n(\hat{\theta}_c)^2\right) - N \ln\left(4\sigma_{c,0}^2\sigma_{c,1}^2 (1 - |r_{0,1}|^2)\right). \quad (3)$$

При условии, что длительность огибающей сигнала сканирующего канала меньше длительности выборки сигнала, второе слагаемое в (3) практически не зависит от  $\hat{\theta}_c$ , а значит и не влияет на монотонность функции (3). Третье слагаемое также не зависит от  $\hat{\theta}_c$ , Таким образом, в решающей статистике (3) вторым и третьим слагаемыми можно пренебречь. В соответствии с теми же соображениями можно пренебречь постоянными множителями в знаменателе первого слагаемого в (3). Тогда решающая статистика (3) преобразуется к виду

$$Z(\hat{\theta}_c, \xi(\theta_c)) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\sigma_{c,1}^2 |\xi_{n,0}(\theta_c)|^2 - 2\text{Re}\left(\sigma_{c,0}\sigma_{c,1}U_n(\hat{\theta}_c)r_{0,1}\xi_{n,1}\xi_{n,0}^*(\theta_c)\right) + \sigma_{c,0}^2 U_n(\hat{\theta}_c)^2 |\xi_{n,1}|^2}{U_n(\hat{\theta}_c)^2}. \quad (4)$$

Так же как и в [3], производная от функции правдоподобия по измеряемому параметру определяет структуру двухканального дискриминатора измерителя угловых координат источника непрерывного шумоподобного сигнала при линейном сканировании ДН. В результате вычисления производной приходим к выражению сигнала ошибки вида

$$D(\hat{\theta}_c, \xi(\theta_c)) = \frac{Z(\hat{\theta}_c, \xi(\theta_c))}{d\hat{\theta}_c} = -\sum_{n=0}^{N-1} \frac{\sigma_{c,1}^2 \frac{dU_n(\hat{\theta}_c)^2}{d\hat{\theta}_c} |\xi_{n,0}(\theta_c)|^2 - \sigma_{c,0} \frac{dU_n(\hat{\theta}_c)^2}{d\hat{\theta}_c} U_n(\hat{\theta}_c) \sigma_{c,1} \text{Re}\left(r_{0,1}\xi_{n,1}\xi_{n,0}^*(\theta_c)\right)}{U_n(\hat{\theta}_c)^4}. \quad (5)$$

Для оценки углового положения источника сигнала требуется найти значение  $\hat{\theta}_c$ ,

при котором  $D(\hat{\theta}_c, \xi(\theta_c)) = 0$ .

Знаменатель  $U_n(\hat{\theta}_c)^4$  в (5) оказывает влияние на крутизну и протяженность линейного участка дискриминационной характеристики. Однако с учетом того, что функция  $U_n(\hat{\theta}_c)^4$  всегда положительна и симметрична относительно максимума, то она не влияет на положение нуля функции  $D(\hat{\theta}_c)$ , и ее, так же как и другие постоянные множители в выражении (5), можно опустить. Тогда (5) преобразуется к виду

$$D(\hat{\theta}_c, \xi(\theta_c)) = \frac{dZ(\hat{\theta}_c, \xi(\theta_c))}{d\hat{\theta}_c} = \sum_{n=0}^{N-1} \sigma_{c,1}^2 \frac{dU_n(\hat{\theta}_c)^2}{d\hat{\theta}_c} |\xi_{n,0}(\theta_c)|^2 - \sigma_{c,0} \frac{dU_n(\hat{\theta}_c)^2}{d\hat{\theta}_c} U_n(\hat{\theta}_c) \sigma_{c,1} \operatorname{Re}(r_{0,1} \xi_{n,1} \xi_{n,0}^*(\theta_c)). \quad (6)$$

С учетом высокого отношения сигнал/шум, когда коэффициент междуканальной корреляции можно считать равным единице  $r_{0,1} \approx 1$ , и при малых ошибках измерения  $\theta_c = \hat{\theta}_c$  сигнал в сканирующем канале можно представить как

$$\xi_{n,0}(\theta_c) \approx r_{0,1} U_n(\hat{\theta}_c) \frac{\sigma_{c,0}}{\sigma_{c,1}} \xi_{n,1}. \quad (7)$$

Тогда выражение (6) преобразуется к виду

$$D(\hat{\theta}_c, \xi(\theta_c)) = \frac{dZ(\hat{\theta}_c, \xi(\theta_c))}{d\hat{\theta}_c} = \sigma_{c,1}^2 \sum_{n=0}^{N-1} \frac{dU_n(\hat{\theta}_c)^2}{d\hat{\theta}_c} |\xi_{n,0}(\theta_c)|^2 - |r_{0,1}|^2 \sigma_{c,0}^2 \sum_{n=0}^{N-1} \frac{dU_n(\hat{\theta}_c)^2}{d\hat{\theta}_c} |U_n(\hat{\theta}_c) \xi_{n,1}|^2. \quad (8)$$

С учетом приближения (7) выражение (8) описывает структуру квазиоптимального двухканального дискриминатора угловых координат.

После введения обозначений  $\tilde{\xi}_{n,1} = U_n(\hat{\theta}_c) \xi_{n,1}$ ,  $D_0(\hat{\theta}_c, \boldsymbol{\eta}_0(\theta_c)) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{dU_n(\hat{\theta}_c)^2}{d\hat{\theta}_c} |\xi_{n,0}(\theta_c)|^2$

и  $D_1(\hat{\theta}_c, \boldsymbol{\eta}_1) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{dU_n(\hat{\theta}_c)^2}{d\hat{\theta}_c} |\tilde{\xi}_{n,1}|^2$  выражение (8) преобразуется к виду

$$D(\hat{\theta}_c, \xi(\theta_c)) = \sigma_{c,1}^2 D_0(\hat{\theta}_c, \boldsymbol{\eta}_0(\theta_c)) - |r_{0,1}|^2 \sigma_{c,0}^2 D_1(\hat{\theta}_c, \boldsymbol{\eta}_1), \quad (9)$$

Функция  $D_0(\hat{\theta}_c, \boldsymbol{\eta}_0(\theta_c))$  в (9) определяет сигнал ошибки на выходе одноканального (парциального) классического некогерентного дискриминатора [4, с. 392] с входным сигналом  $\xi_{n,0}(\theta_c)$ , а  $D_1(\hat{\theta}_c, \boldsymbol{\eta}_1)$  – сигнал ошибки второго одноканального дискриминатора, на вход которого поступает сигнал с несканирующего канала, но промодулированный функцией, описывающей ДН антенны  $\tilde{\xi}_{n,1} = U_n(\hat{\theta}_c) \xi_{n,1}$ .

По соображениям, описанным ранее при переходе от (3) к (4), величина  $D_1(\hat{\theta}_c, \boldsymbol{\eta}_1)$ , практически не зависящая от  $\hat{\theta}_c$ , может быть обозначена как  $D_1(\boldsymbol{\eta}_1) = D_1(\hat{\theta}_c, \boldsymbol{\eta}_1)$ . Это означает, что сигнал ошибки на выходе дискриминатора несканирующего канала определяется только флуктуациями сигнала  $\boldsymbol{\eta}_1$ . Причем в силу высокой междуканальной корреляции сигналов  $\boldsymbol{\eta}_0(\theta_c)$  и  $\boldsymbol{\eta}_1$ , подобные флуктуации будут наблюдаться и в сканирующем канале приема, а значит, и вызванный этими флуктуациями сигнал ошибки на выходе дискриминатора

сканирующего канала будет коррелирован с сигналом ошибки на выходе дискриминатора несканирующего канала.

Вычитание сигналов ошибки парциальных дискриминаторов в (9) приводит к компенсации общего сигнала ошибки, вызванного коррелированными флуктуациями сигнала в двух каналах приема. Таким образом, сигнал ошибки на выходе дискриминатора несканирующего канала можно считать сигналом компенсации.

Умножение в (9) сигналов ошибок парциальных дискриминаторов на дисперсии сигналов противоположных каналов указывает на необходимость выравнивания дисперсий (мощностей) сигналов в двух каналах приема. На практике эту задачу выполняют схемы автоматической регулировки усиления (АРУ).

Умножение сигнала ошибки на выходе дискриминатора несканирующего канала на квадрат модуля коэффициента междуканальной корреляции обеспечивает снижение веса сигнала ошибки этого канала по мере снижения коэффициента корреляции. В крайнем случае, когда коэффициент междуканальной корреляции равен нулю и отсутствует физическая основа для компенсации сигнала ошибки, вызванного флуктуациями сигнала, компенсационный сигнал становится равным нулю. При этом структура дискриминатора становится подобной структуре обычного одноканального некогерентного дискриминатора.

Структурная схема двухканального квазиоптимального дискриминатора угловых координат, соответствующая выражению (9) для случая, когда  $\sigma_{c,1}^2 = \sigma_{c,0}^2$ , показана на рис. 2.

Здесь  $U'_n(\hat{\theta}_c) = \frac{dU_n(\hat{\theta}_c)}{d\hat{\theta}_c}$ , а блок conj выполняет комплексное сопряжение сигнала.

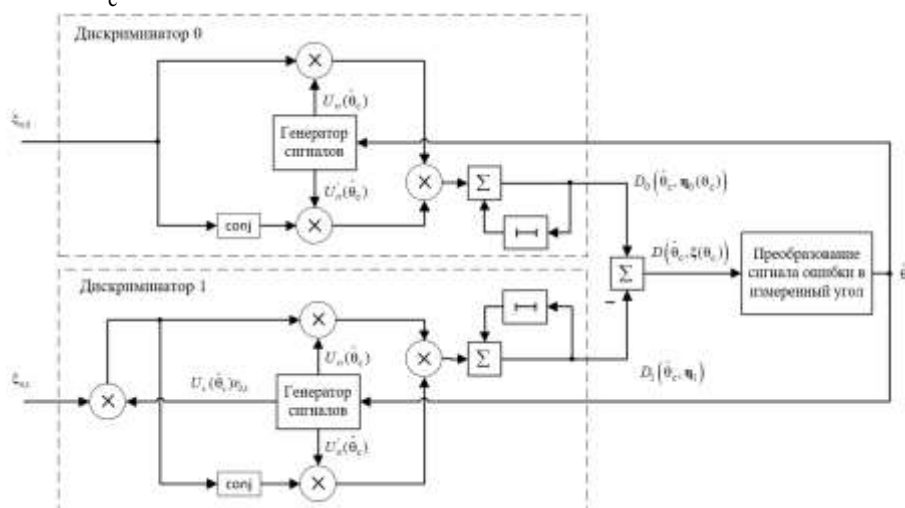


Рис. 2. Структурная схема квазиоптимального двухканального дискриминатора угловых координат при линейном сканировании ДН

Вынося подобные члены в выражении (8), можно получить следующее выражение для сигнала ошибки:

$$D(\hat{\theta}_c, \xi(\theta_c)) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{dU_n(\hat{\theta}_c)}{d\hat{\theta}_c} \left( \sigma_{c,1}^2 |\xi_{n,0}(\theta_c)|^2 - |r_{0,1}|^2 \sigma_{c,0}^2 |U_n(\hat{\theta}_c) \xi_{n,1}|^2 \right) = \sum_{n=0}^{N-1} 2U_n(\hat{\theta}_c) \left( \sigma_{c,1} |\xi_{n,0}(\theta_c)| - |r_{0,1}| \sigma_{c,0} |U_n(\hat{\theta}_c) \xi_{n,1}| \right) \frac{dU_n(\hat{\theta}_c)}{d\hat{\theta}_c} \left( \sigma_{c,1} |\xi_{n,0}(\theta_c)| + |r_{0,1}| \sigma_{c,0} |U_n(\hat{\theta}_c) \xi_{n,1}| \right). \quad (10)$$

Структурная схема квазиоптимального двухканального дискриминатора измерителя угловых координат, работающего по выражению (10), будет иметь вид, изображенный на рис. 3. Данная схема имеет более простую структуру, чем изображенная на рис. 2, однако требует вычисления модулей сигналов, что может оказаться достаточно ресурсоемкой процедурой.

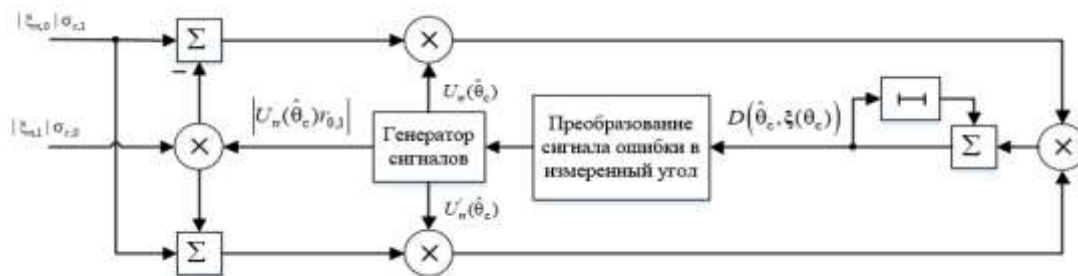


Рис. 3. Упрощенная структурная схема квазиоптимального двухканального дискриминатора угловых координат при линейном сканировании ДН

### Заключение

В работе синтезированы структурные схемы квазиоптимального двухканального дискриминатора для источника быстро флуктуирующего сигнала при линейном сканировании ДН антенны. Сигнал несканирующего канала слабо зависит от углового положения цели, но оказывается чувствительным к флуктуациям пачки. Это позволяет снизить ошибку измерения угла путем вычитания сигналов ошибок двух парциальных дискриминаторов. Первый из которых представляет собой классический одноканальный некогерентный дискриминатор с входным сигналом от сканирующего канала приема. Второй – дискриминатор, аналогичный первому, на вход которого поступает сигнал от второго несканирующего канала, дополнительно промодулированный функцией, повторяющей форму ДН антенны сканирующего канала.

### Список литературы

1. Булаш М.М., Шаляпин С.В. Синтез оптимального двухканального угломера с линейным сканированием диаграммы направленности антенны // Докл. БГУИР. 2016. № 4 (98). С. 35–39.
2. Булаш М.М., Малевич И.Ю., Шаляпин С.В. Двухканальный измеритель угловых координат сильнофлуктуирующей цели для линейного сканирования диаграммы направленности антенны // Тез. докл. 51-й науч. конф. аспирантов, магистрантов и студентов БГУИР. Минск, 7 мая 2015 г. С. 13.
3. Булаш М.М., Шаляпин С.В. Синтез двухканального дискриминатора угломера, работающего по непрерывному помеховому сигналу при линейном сканировании диаграммы направленности антенны // Докл. БГУИР. 2017. № 5 (107). С. 19–25
4. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и РЭБ. Ч.1. Основы радиолокации. М., 1983. 456 с.
5. Kurlovich V.I., Shaliapin S.V., Bashkevich V.Ya. Digital Processing of Broadband Portraits in a Detection-Recognition Filter System // Electromagnetic Waves & Electronic Systems. 1999. Vol. 4, No. 1. P. 17–27.
6. Адхам Салим Аль-Муаз, Шаляпин С.В. Устройства обработки амплитудных регулярно-коррелированных сигналов // Докл. БГУИР. 2007. № 3 (19). С. 43–49.
7. Ярмолик С.Н., Шаляпин С.В. Решение задачи распознавания классов объектов на основе быстрых алгоритмов цифровой обработки сигналов // Докл. БГУИР. 2003. Т. 1, № 3. С. 24–27.

### References

1. Bulash M.M., Shaljapin S.V. Sintez optimal'nogo dvuhkanal'nogo uglomera s linejnym skanirivaniem diagrammy napravlenosti anteny // Dokl. BGUIR. 2016. № 4 (98). S. 35–39. (in Russ.)
2. Bulash M.M., Malevich I.Ju., Shaljapin S.V. Dvuhkanal'nyj izmeritel' uglovyh koordinat sil'nofluktuirujushhej celi dlja linejnogo skanirivanija diagrammy napravlenosti anteny // Tez. dokl. 51-j nauch. konf. aspirantov, magistrantov i studentov BGUIR. Minsk, 7 maja 2015 g. S. 13. (in Russ.)
3. Bulash M.M., Shaljapin S.V. Sintez dvuhkanal'nogo diskriminatora uglomera, rabotajushhego po nepreryvnomu pomehovomu signalu pri linejnom skanirivanii diagrammy napravlenosti anteny // Dokl. BGUIR. 2017. № 5 (107). S. 19–25. (in Russ.)
4. Ohrimenko A.E. Osnovy radiolokacii i RJeB. Ch.1. Osnovy radiolokacii. M., 1983. 456 s. (in Russ.)
5. Kurlovich V.I., Shaliapin S.V., Bashkevich V.Ya. Digital Processing of Broadband Portraits in a Detection-Recognition Filter System // Electromagnetic Waves & Electronic Systems. 1999. Vol. 4, No. 1. P. 17–27. (in Russ.)
6. Adham Salim Al-Muaz, Shaljapin S.V. Ustrojstva obrabotki amplitudnyh reguljarno-korrelirovannyh signalov // Dokl. BGUIR. 2007. № 3 (19). S. 43–49. (in Russ.)
7. Jarmolik S.N., Shaljapin S.V. Reshenie zadachi raspoznavanija klassov ob'ektov na osnove bystryh algoritmov cifrovoj obrabotki signalov // Dokl. BGUIR. 2003. T. 1, № 3. S. 24–27. (in Russ.)

### **Сведения об авторах**

Булаш М.М., аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета.

Давыденко И.Н., к.т.н, доцент, ученый секретарь РНПУП «Центр радиотехники НАН Беларуси».

Шаляпин С.В., к.т.н, доцент, начальник научного исследовательского сектора ОАО «АЛЕВКУРП».

### **Адрес для корреспонденции**

220043, Республика Беларусь,  
г. Минск, пр-т Независимости, 95, к. 7  
ОАО «АЛЕВКУРП»  
тел. +375-25-532-27-25;  
e-mail: max.302@rambler.ru  
Булаш Максим Михайлович

### **Information about the authors**

Bulash M.M., PG student of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Davydenko I.N., PhD, associate professor, RRPUE «Center of radioengineering of the National Academy of Sciences of Belarus».

Shalyapin S.V., PhD, associate professor, head of scientific research sector of JSC «ALEVKURP».

### **Address for correspondence**

220043, Republic of Belarus,  
Minsk, Nezavisimosti ave. 95, building 7  
JSC «ALEVKURP»  
tel. +375-25-532-27-25;  
e-mail: max.302@rambler.ru  
Bulash Maksim Mihailovich

УДК 623.618

## АНАЛИЗ МЕТОДОВ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ, СМАЗАННЫХ ПРИ ДВИЖЕНИИ

А.Ю. ЛИПЛЯНИН, А.В. ХИЖНЯК, Е.И. МИХНЕНКО, А.С. МАМЧЕНКО

*Военная академия Республики Беларусь, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 11 декабря 2017*

**Аннотация.** Проведен анализ общих методов решения задачи восстановления изображений. На основе его результатов выделены основные недостатки методов восстановления, выбраны методы для дальнейшего исследования.

*Ключевые слова:* восстановление изображения, подавление шума в изображении, расфокусировка.

**Abstract.** General methods for solving the problem of image reconstruction are analyzed. Based on it results, the main drawbacks of the recovery methods are highlighted, the methods for further investigation are chosen.

*Keywords:* image restoration, image denoising, defocusing.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 40-46**

**Analysis of restoration methods for optical-electronic images lubricated at motion**

**A.Yu. Liplianin, A.V. Khizhniak, E.I. Mikhniuk, A.S. Mamchenko**

### Введение

В настоящее время системы видеонаблюдения используются в различных сферах человеческой деятельности: в сельском хозяйстве, геологических и гидрологических исследованиях, лесоводстве, охране окружающей среды, исследованиях космоса, планировке территорий, в образовательных, военных и других целях. При этом одни виды съемки часто дополняются другими, позволяющими получить качественно новые изображения, имеющие свои особенности. На спутниках, летательных аппаратах или наземных наблюдательных станциях устанавливаются различные по принципу действия видеодатчики, осуществляющие наблюдение в различных областях спектра: видимого, инфракрасного и др.

Математическое представление исходного изображения представляет собой двумерную дискретную последовательность вида [1]:

$$Y_{i,j} = S_{i,j} + \eta_{i,j}, \quad i = \overline{1, N}, \quad j = \overline{1, M}, \quad (1)$$

где  $S_{i,j}$  – полезная двумерная составляющая (исходное неискаженное изображение);  $\eta_{i,j}$  – аддитивная шумовая составляющая;  $N$  – количество строк;  $M$  – количество столбцов двумерного массива изображения.

Однако при снятии данных с датчиков, вследствие воздействия различных факторов, имеют место искажения снимков, кадров в исходном видеоизображении. По этим причинам цифровые изображения непосредственно после съемки требуют обработки. В частности, для изображений с бортовой тепловизионной видеокамеры характерными искажениями являются шумы, появляющиеся в результате работы других радиоэлектронных средств, а для датчиков видимого спектра – это смазы и дефокусировка. Дефекты изображений приводят к потере информации и, соответственно, ухудшению работы всего устройства в целом. Причинами смазанности могут выступать различные факторы: движение камеры в процессе съемки изображения;



съемка на длинной выдержке, когда сцена сама претерпевает изменения; расфокусированность оптики; использование широкоугольных объективов; атмосферная турбулентность; съемка на короткой выдержке, что не позволяет захватить достаточно фотонов света и др.

В настоящее время не существует универсальных способов решения задачи восстановления изображений. Все методы требуют огромных затрат вычислительных ресурсов или сложной предварительной обработки. При этом актуальным становится вопрос об оценке качества восстановленных изображений, так как не существует универсального подхода к определению эффективности работы алгоритмов восстановления. Некоторые из них полагаются на экспертные знания пользователя или нуждаются в существенных взаимодействиях с ним для алгоритмической калибровки. Частой проблемой алгоритмов являются нехватка стабильности, надежности и сходимости. Целью данной статьи является анализ методов восстановления изображений для последующей их адаптации к системам обнаружения маловысотных малоразмерных объектов в условиях влияния различных внешних и внутренних факторов.

### Основная часть

Большинство вышеперечисленных причин, вносящих искажения в изображение, сводятся к двум типовым функциям, при помощи которых и будет производиться моделирование ядра искажения (другими синонимами являются: PSF – point spread function, kernel – в зарубежной литературе, ФРТ – функция размытия точки, ядро искажающего оператора – в русскоязычной литературе), а именно: ФРТ в случае размытия по Гауссу (рис. 1, а), ФРТ в случае смаза функцией, моделирующей искажения при движении (рис. 1, б) [2, 3].

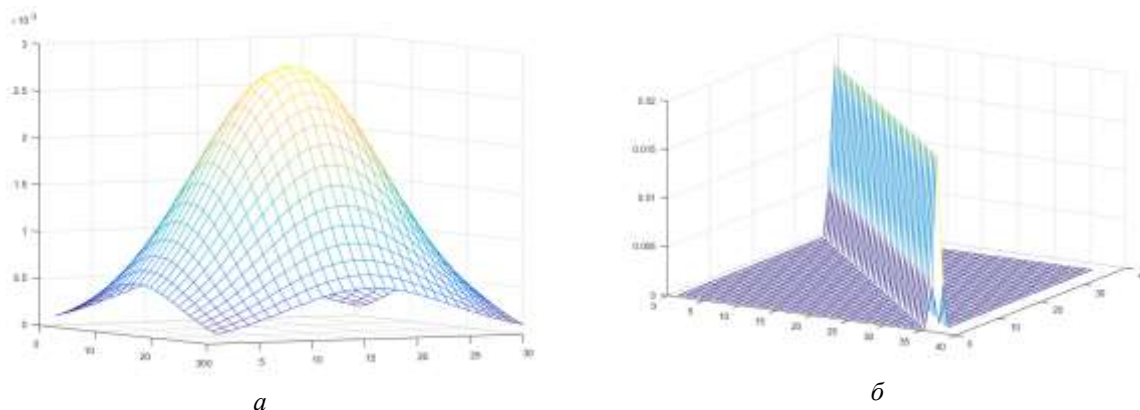


Рис. 1. PSF в случае размытия по Гауссу (а)  
и ФРТ в случае смаза функцией, моделирующей искажения при движении (б)

В общем виде процесс искажения изображения описывается с помощью свертки в пространственной области и имеет вид [2–4]

$$g(x, y) = h(x, y) ** f(x, y) + \eta(x, y), \quad (2)$$

где  $g(x, y)$  – искаженное изображение;  $f(x, y)$  – импульсная характеристика;  $\eta(x, y)$  – шум. Операция \*\* является операцией двумерной свертки.

В частотной области операция свертки соответствует умножению, таким образом, выражение (2) приобретает вид (3):

$$G(u, v) = H(u, v) \cdot F(u, v) + N(u, v), \quad (3)$$

где  $G(u, v)$ ,  $H(u, v)$ ,  $F(u, v)$ ,  $N(u, v)$  – фурье-образы функций  $g(x, y)$ ,  $f(x, y)$ ,  $\eta(x, y)$  соответственно.

Кроме того, цифровое изображение имеет шумовую составляющую различного рода, причины которой могут быть самые разнообразные, однако, отметим наиболее характерные: тепловые колебания, плохие условия съемки, помехи, возникающие при передаче по аналоговым каналам (шумы активных элементов усилителей, наводки от источников электромагнитных полей), искажение данных при передаче через цифровые каналы

или повреждение данных на цифровом носителе, неточности при выделении яркостного и цветоразностных сигналов из аналогового композитного сигнала, темновые токи и др. [4]. При этом на величину шума оказывает влияние размеры пикселя, плотность пикселей, температура и многое другое. Для дальнейшего моделирования искажения и шума в изображении принято считать, что шум является Гауссовым, аддитивным и не коррелирует с изображением [2–5].

Одним из самых простых методов решения задачи восстановления изображений является инверсная фильтрация (4).

$$\hat{F}(u, v) = F(u, v) + \frac{N(u, v)}{H(u, v)}, \quad (4)$$

где  $\hat{F}(u, v)$  – фурье-образы полезной двумерной составляющей (исходное неискаженное изображение).

При отсутствии шума достигается точное восстановление исходного изображения. Однако при наличии шумовой составляющей, к исходному изображению добавляется прошедший через инверсный фильтр шум. Обычно передаточная функция формирующей системы стремится к нулю на высоких частотах, кроме того, нули могут быть и в рабочей полосе частот. При этом инверсный фильтр становится сингулярным, т. е. на соответствующих частотах передаточная функция инверсного фильтра стремится к бесконечности. Наличие даже слабого шума приводит к интенсивным шумовым составляющим, разрушающим изображение (рис. 2). При восстановлении инверсным фильтром возникают краевые эффекты в виде осциллирующей помехи большой мощности, маскирующей восстановленное изображение. Краевые эффекты возникают и при отсутствии шумов. Таким образом, инверсный фильтр может использоваться только для восстановления изображений с постоянным уровнем фона на краях.



Рис. 2. Пример смазанного изображения (а) и восстановленное изображение при помощи инверсной фильтрации (б)

Усовершенствованием инверсной фильтрации можно считать фильтр Винера [1, 4–6]. При этом учитывается информация о спектральной плотности мощности изображения и шума. Поэтому он менее подвержен влиянию помех и нулей передаточной функции, искажающей системы. Фильтр Винера рассматривает изображение и шум как случайные процессы и находит такую оценку для неискаженного изображения, чтобы среднеквадратическое отклонение этих величин было минимальным [2–4]:

$$\hat{F} = \left( \frac{H^*(u, v)}{|H(u, v)|^2 + S_\eta(u, v) / S_f(u, v)} \right) G(u, v), \quad (5)$$

где  $S_\eta(u, v) / S_f(u, v)$  – энергетическое соотношение сигнал/шум;  $G(u, v)$  – спектр искаженного изображения;  $H(u, v)$  – искажающая функция;  $H^*(u, v)$  – комплексно-сопряженная функция  $H(u, v)$ .

Винеровская фильтрация имеет ряд особенностей.

1. При отсутствии шума фильтр Винера переходит в инверсный фильтр. Следовательно, в области низких частот, где, как правило, отношение сигнал/шум велико, передаточные функции этих фильтров практически совпадают.

2. При уменьшении спектральной плотности мощности исходного изображения передаточная

функция фильтра Винера стремится к 0. Для изображения это характерно на высоких частотах.

3. На частотах, соответствующих нулям передаточной функции, формирующей системы, передаточная функция фильтра Винера также равна 0.



Рис. 3. Пример смазанного изображения (а) и восстановленное изображение методом Винера (б)

Основным недостатком фильтра Винера остается наличие краевых эффектов, проявляющихся в виде осциллирующей помехи (ряби или полос) (рис. 3). Винеровская фильтрация позволяет учитывать шумовую составляющую, но для ее корректной работы необходима оценка энергетического спектра шума и изображения. Первую оценку можно получить с помощью формулы (6), а вторая нам недоступна из-за неизвестной природы его возникновения [7].

$$\sigma_{\eta} = \sqrt{\frac{1}{|\Omega|} \sum_{(i,j) \in \Omega} |G(u,v)|^2}, \quad (6)$$

где  $\Omega$  – рассматриваемая высокочастотная область;  $G(u,v)$  – спектр искаженного изображения.

Тем не менее необходимо отметить, что использование константы в качестве оценки для отношения энергетических спектров (происходит в результате отсутствия энергетического спектра шумовой составляющей) не всегда приводит к хорошим результатам. Так, в следующем методе необходимы знания только среднего значения и дисперсии шума. Идея фильтрации методом минимизации сглаживающего функционала со связью заключается в формулировке задачи в матричном виде с дальнейшим решением соответствующих задач оптимизации. Решение имеет вид [1–4, 5, 8].

$$\hat{F} = \left( \frac{H^*(u,v)}{|H(u,v)|^2 + \gamma |P(u,v)|^2} \right) G(u,v), \quad (7)$$

где  $\gamma$  – параметр регуляризации,  $P(u,v)$  – результат Фурье-преобразования,  $G(u,v)$  – спектр искаженного изображения,  $H(u,v)$  – искажающая функция,  $H^*(u,v)$  – комплексно-сопряженная функция  $H(u,v)$ .

Важно отметить, что при обращении параметра  $\gamma$  в ноль, метод сводится к инверсной фильтрации. Одним из отличий метода минимизации сглаживающего функционала со связью является то, что он позволяет получить оптимальный результат для каждого изображения, к которому он применяется. При этом важно понимать, что критерий, по отношению к которому результат является оптимальным с теоретической точки зрения, не связан со зрительным восприятием человеческого глаза.



Рис. 4. Пример смазанного изображения (а) и восстановленное изображение методом регуляризации Тихонова (б)

Основным недостатком существующих методов восстановления изображений с регуляризацией (метода минимизации сглаживающего функционала со связью) является ухудшение получаемых результатов при увеличении значений параметров регуляризации и потере устойчивости решений при снижении значений этих параметров. Существенным недостатком существующих методов, в том числе широко известного метода регуляризации Тихонова, является подавление высокочастотных компонент восстановленных изображений, связанное с достаточно быстрым спадом в данной области спектра функции рассеяния точки. Это, в частности, не позволяет достичь достаточной резкости, которая является одной из важнейших характеристик изображений [2, 4]. Все рассмотренные выше методы являются линейными и не итерационными, они обладают одним общим недостатком, а именно, чувствительностью к определению параметров искажения, т. е. в случае небольшого расхождения оценки искажающей функции качество восстановленного изображения резко ухудшается (рис. 5).

Этому недостатку менее подвержены итерационные методы. Например, метод Люси-Ричардсона. Он основан на методе максимального правдоподобия, а также на предположении, что яркость изображения подчиняется закону Пуассона. Математическое выражение для метода Люси-Ричардсона имеет вид (8) [7]. Результат восстановления представлен на рис. 6.

$$\hat{f}_{k+1}(x, y) = \hat{f}_k(x, y) \left[ \frac{h(-x, -y) ** \frac{g(x, y)}{h(x, y) ** \hat{f}_k(x, y)}}{h(x, y) ** \hat{f}_k(x, y)} \right], \quad (8)$$

где  $\hat{f}_{k+1}(x, y)$  –  $(k+1)$ -е приближение исходного изображения, остальные переменные определены выше.

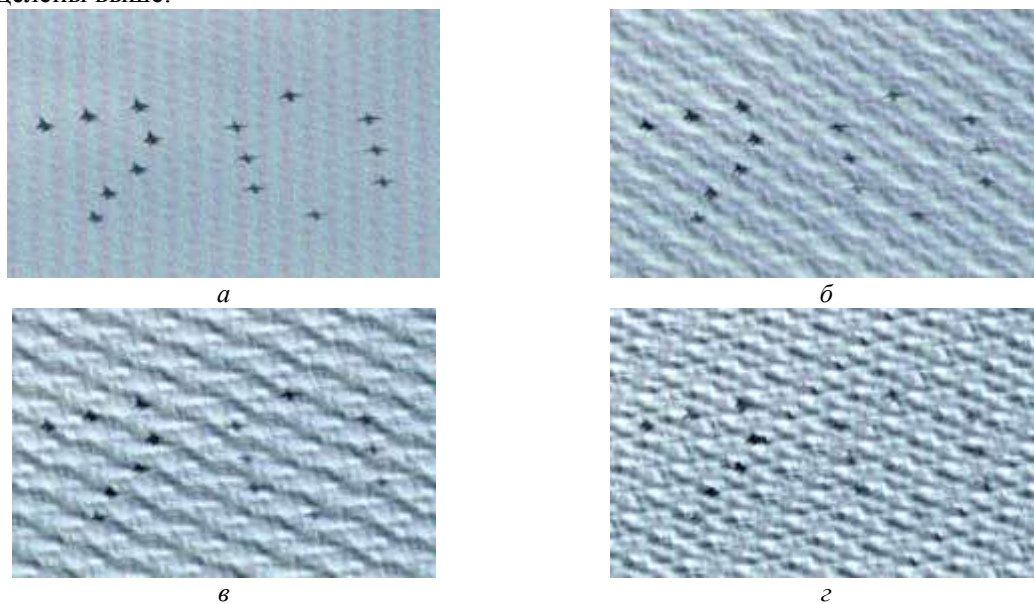


Рис. 5. Пример ухудшения восстановленного изображения при изменении оценивающей функции, изображения: *a* – разница 1 пиксель; *б* – разница 2 пикселя; *в* – разница 3 пикселя; *г* – разница 4 пикселя

Также из (8) видно, что все преобразования осуществляются без преобразования Фурье, т. е. обработка происходит в пространственной области, что позволяет снизить вычислительную сложность алгоритма [5].



Рис. 6. Пример смазанного изображения (*a*) и восстановленное изображение методом Люси-Ричардсона (*б*)

Тем не менее метод не лишен недостатков, а именно, для него характерно возникновение краевых артефактов в виде горизонтальных и вертикальных полос на изображении. Вследствие того, что метод является итерационным, возникает вопрос об оптимальном количестве итераций, выборе критерия остановки [7].

Все вышеперечисленные методы относят к группе методов, для которых необходимо знать оптическую передаточную функцию. Важно отметить, что во многих практических задачах функция смаза неизвестна, а количество информации о реальном изображении очень мало. Поэтому исходное изображение должно быть восстановлено непосредственно из смазанного с использованием неполной информации о процессе смаза. Решить данную задачу позволяет метод слепой деконволюции [9], который основан на методе максимального правдоподобия, где целевой функцией является модель оригинального изображения. Однако слепая деконволюция является некорректной задачей, т. е. количество неизвестных превышает количество известных составляющих. Для того, чтобы уменьшить ее некорректность, накладываются ограничения, а именно: смаз получен линейным параметризованным движением, а также смаз предполагается однородным по всему изображению [5, 8–10].

Основными недостатками существующих методов восстановления изображений являются [11]:

- отсутствие учета влияния априорной информации при обработке изображений;
- неустойчивость к нелинейным искажениям и шумам;
- необходимо иметь несколько искаженных изображений или априорную информацию о функции искажения, что невозможно обеспечить при решении практических задач;
- появление эффекта обрамления («звона») приводит к существенным ошибкам при проведении координатной привязки и дешифровке оптико-электронных изображений;
- отсутствие единого критерия выбора параметров алгоритмов обработки оптико-электронных изображений;
- отсутствует единый критерий оценки качества обработки изображения;
- значительная вычислительная сложность и большое время обработки.

### **Заключение**

Проведенный анализ показал, что при использовании известных методов выделения полезной составляющей на фоне аддитивного некоррелированного шума необходимо владеть априорными знаниями об исходном изображении либо статистических свойствах аддитивной шумовой составляющей совместно с функциями искажения [1, 4–12]. При недостаточном уровне априорной информации процесс восстановления изображений существенно усложняется, а недостаточные изыскания в области оценки качества изображений делают обязательным факт визуального контроля обработки человеком, что, в свою очередь, отражается на точностных и скоростных параметрах обработки изображений.

Обращая внимание на общие недостатки методов восстановления изображения, необходимо выделить методы Люси-Ричардсона и слепой деконволюции как наиболее подходящие для решения задачи обнаружения маловысотных малоразмерных объектов при искажении изображений. Однако следует учесть, что при работе с данными методами необходимо решить задачу оценки качества фильтрации цифрового изображения для разработки критерия останова алгоритма восстановления изображения.

### **Список литературы**

1. Воронин В.В., Марчук В.И. Методы и алгоритмы восстановления изображений в условиях неполной априорной информации. Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. 89 с.
2. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MatLab. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2006. 616 с.
3. Половко А.М., Бутусов П.Н. MatLab для студентов. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 320 с.
4. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.
5. Бьмон Ж., Лагендейк Л., Мерсеро Р.М. Итерационные методы улучшения изображений // ТИИЭР, 1990. № 5. С. 58–84.
6. Оппенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов / Под ред. С.Я. Шаца. М.: Связь, 1979. 416 с.

7. Панфилова К.В. Компенсация линейного смаза цифровых изображений с помощью метода Люси-Ричардсона // Юбилейная 25-я Междунар. конф. (GraphiCon2015) [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.graphicon.ru/html/2015/papers/33.pdf> (дата обращения: 20.11.2017).
8. Приоров А.Л., Ганин А.Н., Хрящев В.В. Цифровая обработка изображений. М.: Мир, 2001. 312 с.
9. Wipf D.P., Zhang H. Analysis of bayesian blind deconvolution // EMMCVPR. 2013. P. 40–53.
10. Цифровая обработка изображений в информационных системах / И.С. Грузман [и др.] Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. 168 с.
11. Павлий В.А. Методы слепой деконволюции оптико-электронных изображений в условиях расфокусирования и смазывания // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. 2015. № 3 (20). С. 108–111.
12. Ярославский Л.П. Введение в цифровую обработку изображений. М.: Сов. радио, 1979. 272 с.

### References

1. Voronin V.V., Marchuk V.I. Metody i algoritmy vosstanovlenija izobrazhenij v uslovijah nepolnoj apriornoj informacii. Shahty: GOU VPO «JuRGUJeS», 2010. 89 s. (in Russ.)
2. Gonsales R., Vuds R. Cifrovaja obrabotka izobrazhenij. M.: Tehnosfera, 2005. 1072 s. (in Russ.)
3. Polovko A.M., Butusov P.N. MatLab dlja studentov. SPb.: BHV-Peterburg, 2005. 320 s. (in Russ.)
4. Gonsales R., Vuds R., Jeddins S. Cifrovaja obrabotka izobrazhenij v srede MatLab. M.: TEHNOSFERA, 2006. 616 s. (in Russ.)
5. B'emom Zh., Lagendejk L., Mersero R.M. Iteracionnye metody uluchshenija izobrazhenij // TIJeR, 1990. № 5. S. 58–84. (in Russ.)
6. Oppengejm A.V., Shafer R.V. Cifrovaja obrabotka signalov / Pod red. S.Ja. Shaca. M.: Svjaz', 1979. 416 s. (in Russ.)
7. Panfilova K.V. Kompensacija linejnogo smaza cifrovih izobrazhenij s pomoshh'ju metoda Ljusi-Richardsona // Jubilejnaja 25-ja Mezhdunar. konf. (GraphiCon2015) [Electronic resource]. – URL: <http://www.graphicon.ru/html/2015/papers/33.pdf> (access date: 20.11.2017). (in Russ.)
8. Priorov A.L., Ganin A.N., Hrijashhev V.V. Cifrovaja obrabotka izobrazhenij. M.: Mir, 2001. 312 s. (in Russ.)
9. Wipf D.P., Zhang H. Analysis of bayesian blind deconvolution // EMMCVPR. 2013. P. 40–53. (in Russ.)
10. Cifrovaja obrabotka izobrazhenij v informacionnyh sistemah / I.S. Gruzman [i dr.] Novosibirsk: Izd-vo NGTU, 2000. 168 s. (in Russ.)
11. Pavlij V.A. Metody slepoj dekonvoljucii optiko-jelektronnyh izobrazhenij v uslovijah rasfokusirovanija i smazyvanija // Nauka i tehnika Povitrjanih Sil Zbrojnih Sil Ukraini. 2015. № 3 (20). S. 108–111. (in Ukr.)
12. Jaroslavskij L.P. Vvedenie v cifrovuju obrabotku izobrazhenij. M.: Sov. radio, 1979. 272 s. (in Russ.)

### Сведения об авторах

Хижняк А.В., к.т.н., доцент, начальник кафедры автоматизированных систем управления войсками Военной академии Республики Беларусь.

Липлянин А.Ю., адъюнкт кафедры автоматизированных систем управления войсками Военной академии Республики Беларусь.

Михнёнок Е.И., адъюнкт кафедры автоматизированных систем управления войсками Военной академии Республики Беларусь.

Мамченко А.С., адъюнкт кафедры автоматизированных систем управления войсками Военной академии Республики Беларусь.

### Information about the authors

Khizhniak A.V., PhD, assistant of professor, the chief of chair automated control system of troops of Military academy of the Republic of Belarus.

Liplianin A.Yu., PG student of department automated control system of troops of Military academy of the Republic of Belarus.

Mikhniionok E.I., PG student of department automated control system of troops of Military academy of the Republic of Belarus.

Mamchenko A.S., PG student of department automated control system of troops of Military academy of the Republic of Belarus.

### Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,  
г. Минск, пр. Независимости, 220,  
Военная академия Республики Беларусь  
тел. +375-29-504-68-59;  
e-mail: [liplianin.anton@yandex.ru](mailto:liplianin.anton@yandex.ru)  
Липлянин Антон Юрьевич

### Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,  
Minsk, Nezavisimosti ave., 220,  
Military academy of the Republic of Belarus  
tel. +375-29-504-68-59;  
e-mail: [liplianin.anton@yandex.ru](mailto:liplianin.anton@yandex.ru)  
Liplianin Anton Yurievich

УДК 621.374.4

## ИССЛЕДОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ В ДИАПАЗОНЕ 120–220 ГГц

М.А. БОРОВСКАЯ, В.П. ЛИПАТНИКОВ, М.М. КАСПЕРОВИЧ,  
А.М. КОСТРИКИН, А.В. ГУСИНСКИЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 9 января 2018*

**Аннотация.** Рассмотрены особенности конструкции и принципа работы удвоителей частоты в диапазоне частот 120–220 ГГц. Приведены результаты измерений входной и выходной мощности удвоителей частоты, рассчитаны значения их коэффициентов передачи по мощности. Разработана методика измерений и оценки результатов отклонения коэффициента передачи по мощности удвоителей частоты. Исследованы зависимости коэффициентов передачи по мощности от значения выходной мощности удвоителей.

**Ключевые слова:** удвоитель частоты, конструкция, копланарный, щелевой, мощность, коэффициент передачи по мощности, неопределенность измерений.

**Abstract.** The features of the design and the operation principle of frequency doublers in range 120–220 GHz are considered. The results of input and output power measurements of frequency doublers are given, the values of them efficiency factors are calculated. A technique for measuring and estimating the results of the deviation of the efficiency is developed. The dependence of the transmission coefficients from the value of the output power of the frequency doublers is investigated.

**Keywords:** frequency doubler, design, coplanar, crevice, power, power transmission coefficients, uncertainty of measurement.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 47-53**

**Investigation of main characteristics of frequency multipliers in the range of 120–220 GHz**

**M.A. Borovskaya, V.P. Lipatnikov, M.M. Kasperovich, A.M. Kostrikin, A.V. Gusinskiy**

### Введение

В последние годы активно проводятся исследования и разработки, связанные с коротковолновой частью миллиметрового диапазона волн. Это обусловлено применением миллиметровых и субмиллиметровых волн в научных исследованиях, для зондирования атмосферы в метеорологии, в медицине, в радиоастрономии, биологии и других областях. Во всех этих исследованиях для решения измерительной задачи необходимо использовать генераторы сигналов, векторные и скалярные анализаторы цепей, в составе которых широко применяются умножители частоты для кратного преобразования (умножения) частоты входного сигнала.

На отечественном рынке до некоторого времени отсутствовали устройства умножения частоты, в связи с чем в Центре 1.9 НИЧ БГУИР была поставлена задача разработки и исследования основных характеристик удвоителей частоты, работающих в диапазоне частот 120–220 ГГц.

Целью исследования является получение зависимостей коэффициента передачи по мощности удвоителей  $\eta$  от частоты выходного сигнала  $F_{\text{вых}}$ .

## Принцип работы и элементная база исследуемых удвоителей частоты

Внешний вид рассматриваемых удвоителей частоты представлен на рис. 1.



Рис. 1. Удвоители частоты: *a* – в диапазоне частот 120–160 ГГц; *б* – в диапазоне частот 150–180 ГГц; *в* – в диапазоне частот 140–220 ГГц

В диапазоне СВЧ (миллиметровые и субмиллиметровые длины волн) наибольшее применение находят умножители на СВЧ диодах с барьером Шоттки, которые имеют малое прямое падение напряжения, что позволяет подавать на вход достаточно слабые сигналы, а если использовать диоды СВЧ, то и рабочий диапазон устройства смещается в область сверхвысоких частот [1]. Работа исследуемых умножителей частоты основана на эффекте удвоения частоты по схеме двухполупериодного выпрямления [2, 3]. Эквивалентная схема данных удвоителей частоты представлена на рис. 2.

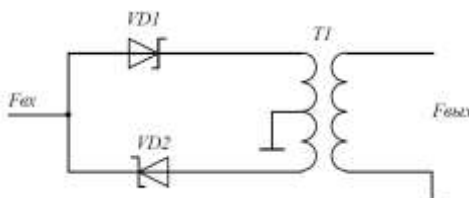


Рис. 2. Эквивалентная схема исследуемых удвоителей частоты

Конструктивно удвоитель частоты выполнен в виде комбинации двух линий передачи (см. рис. 3): входной – копланарного волновода (3) и выходной – щелевой линии (5), между которыми установлены два диода с барьером Шоттки 3A-147-A (4). Входной сигнал поступает со входа волновода (1) сечением 2,4×1,2 мм на копланарную линию через индуктивный зонд (2) и далее проходит на диоды удвоителя. Выходной сигнал возбуждается в щелевой линии, расположенной в волноводе сечением 1,6×0,8 мм. Входной и выходной волноводы разделены между собой металлической перемычкой (6), обеспечивающей развязку входного и выходного волноводов. Элементы конструкции удвоителя выполнены на диэлектрической подложке «RT DUROID» толщиной 0,127 мм, размещенной в разрезе по центру широкой стенки волновода.

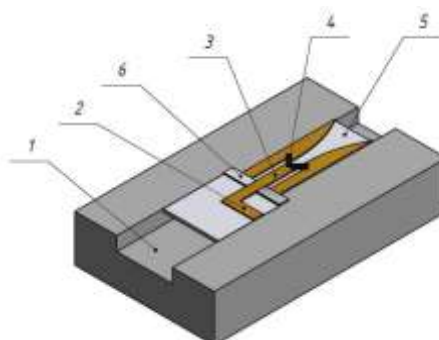


Рис. 3. Эскиз конструкции удвоителя частоты

Работа умножителей частоты характеризуется рядом параметров:

- коэффициентом умножения;
- входной ( $P_{вх}$ ) и выходной ( $P_{вых}$ ) мощностью;
- коэффициентом передачи по мощности ( $\eta$ ), иногда его называют эффективностью

умножителя: 
$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} \cdot 100\%;$$

- полосой рабочих частот  $F$  и т. д.



### Методика измерения коэффициента передачи по мощности исследуемых удвоителей частоты

Для проведения исследования была собрана измерительная установка на базе приборов, находящихся в ведении Центра 1.9 НИЧ БГУИР, структурная схема которой представлена на рис. 4.

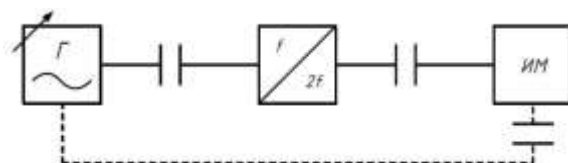


Рис. 4. Схема измерения характеристик умножителей частоты

В качестве источника входного сигнала использовались генераторы СВЧ сигналов Г4-186 (для диапазона частот 53,57–78,33 ГГц) и РГ4-14 (для диапазона частот 78,33–118,10 ГГц). Для измерения мощности входного и выходного СВЧ сигналов применялся ваттметр поглощаемой мощности МЗ-75 с преобразователями ПП-14 (в диапазоне частот 53,57–78,33 ГГц), ПП-15 (в диапазоне частот 78,33–118,10 ГГц), ПП-16 (в диапазоне частот 118,10–220 ГГц).

Обработка результатов измерений состояла в определении значения измеряемой физической величины и неопределенности результата измерения [4].

Для оценки результатов отклонения расчетного значения коэффициента передачи по мощности ( $\eta$ ) удвоителей частоты была составлена следующая функция измерений (1):

$$\eta = \frac{P_2(1 + \delta_{P_2}) \cdot (1 + \delta_{\text{рас}2}) \cdot (1 + \delta_{\text{НГ}})}{P_1(1 + \delta_{P_1}) \cdot (1 + \delta_{\text{рас}1})} \cdot 100\%, \quad (1)$$

где  $P_1$ ,  $P_2$  – измеренные входная и выходная мощность, мВт;  $\delta_{P_1}$ ,  $\delta_{P_2}$  – неопределенность измерения входной и выходной мощности исследуемого преобразователя частоты, отн. ед.;  $\delta_{\text{рас}1}$ ,  $\delta_{\text{рас}2}$  – неопределенность измерения, обусловленная рассогласованием в измерительном тракте, отн. ед.;  $\delta_{\text{НГ}}$  – неопределенность измерения, обусловленная нестабильностью генератора входного сигнала, отн. ед.

В табл. 1 приведен анализ величин, входящих в функцию измерения коэффициента передачи по мощности удвоителей частоты СВЧ диапазона.

Коэффициенты чувствительности, принятые при расчетах:

$$c(P_2) = \frac{1}{P_1} \cdot 100\%,$$

$$c(P_1) = -\frac{P_2}{P_1^2} \cdot 100\%,$$

$$c(\delta_{P_2}) = c(\delta_{\text{рас}2}) = c(\delta_{\text{НГ}}) = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100\%,$$

$$c(\delta_{P_1}) = -\frac{P_2}{P_1 \cdot (\delta_{P_1} + 1)^2} \cdot 100\%,$$

$$c(\delta_{\text{рас}1}) = -\frac{P_2}{P_1 \cdot (\delta_{\text{рас}1} + 1)^2} \cdot 100\%$$

Принимая входные величины как некоррелированные, можно записать расширенную неопределенность результата измерения ( $U_\eta$ ) как

$$U_\eta = k \cdot u_c(\eta) = k \cdot \sqrt{\sum_{j=1}^m c_j^2 u^2(x_j)}, \quad (2)$$

где  $k$  – коэффициент охвата. При нормальном законе распределения для уровня доверия  $p = 95\%$  коэффициент охвата  $k = 2$ .

Таблица 1. Анализ входных величин

Входная величина	Характеристики
$P_1, P_2$	<p>Тип неопределенности: А                      Вид распределения: нормальное                      Оценка величины: <math>\bar{P} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n P_i</math>, мВт, где <math>P_i</math> – результат <math>i</math>-го наблюдения,  <math>n</math> – количество наблюдений                      Стандартная неопределенность: <math>u(\bar{P}) = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (P_i - \bar{P})^2}</math></p>
$\delta_{P1}, \delta_{P2}$	<p>Тип неопределенности: В                      Вид распределения: прямоугольное                      Оценка величины: 0                      Интервал, в котором находится значение входной величины:  <math>\pm a_1</math> – определяется пределами основной погрешности измерения применяемого ваттметра поглощаемой мощности МЗ-75:                      в диапазоне измерения мощности от 1 мкВт до 10 мкВт –  <math>\pm [15 + 0,25 \cdot (P_x/P_x - 1)] \%</math>;                      в диапазоне измерения мощности от 10 мкВт до 10 мВт – <math>\pm 10 \%</math>                      Стандартная неопределенность: <math>u(\delta_p) = \frac{a_1 / 100 \%}{\sqrt{3}}</math></p>
$\delta_{\text{оап1}}, \delta_{\text{оап2}}$	<p>Тип неопределенности: В                      Вид распределения: арксинусоидальное                      Оценка величины: 0                      Интервал, в котором находится значение входной величины:  <math>\pm a_2 = \pm 2 \cdot \Gamma_1 \cdot \Gamma_2</math>, где <math>\Gamma_1</math> – модуль коэффициента отражения выхода генератора/умножителя,  <math>\Gamma_2</math> – модуль коэффициента отражения входа измерителя мощности (ГОСТ 20271.1-91)                      Стандартная неопределенность: <math>u(\delta_{\text{рас}}) = \frac{a_2}{\sqrt{2}}</math></p>
$\delta_{\Gamma A}$	<p>Тип неопределенности: В                      Вид распределения: прямоугольное                      Оценка величины: 0                      Интервал, в котором находится значение входной величины:  <math>\pm a_3</math> – определяется пределами нестабильности уровня выходного сигнала генератора – 1 %                      Стандартная неопределенность: <math>u(\delta_{\text{нГ}}) = \frac{a_3 / 100 \%}{\sqrt{3}}</math></p>

### Результаты экспериментальных исследований и их обсуждение

В результате измерений были получены характеристики умножителей частоты, представленные в табл. 2–4.

Таблица 2. Результаты измерений удвоителя частоты в диапазоне частот 140–220 ГГц

$F_{\text{вх}}$ , ГГц	$F_{\text{вых}}$ , ГГц	$P_1$ , мВт	$P_1$ , дБм	$P_2$ , мВт	$P_2$ , дБм	$\eta$ , %
70	140	7,902	8,977	0,046	-13,372	0,6
71,5	143	11,229	10,503	0,132	-8,794	1,2
72,5	145	12,31	10,903	0,358	-4,461	2,9
75	150	14,556	11,63	0,751	-1,244	5,2
77,5	155	13,724	11,375	0,573	-2,418	4,2
78,33	156,6	8,643	9,367	0,596	-2,248	6,9
80	160	9,417	9,739	0,362	-4,413	3,8
82,5	165	10,249	10,107	0,414	-3,83	4,0
85	170	11,318	10,538	0,227	-6,44	2,0
87,5	175	12,21	10,867	0,266	-5,751	2,2
89,3	178,6	13,338	11,251	0,195	-7,1	1,5
92,5	185	13,814	11,403	0,107	-9,706	0,8
95	190	14,387	11,58	0,203	-6,925	1,4
97,5	195	13,993	11,459	0,138	-8,601	1,0
100	200	13,614	11,34	0,272	-5,654	2,0
102,5	205	13,636	11,347	0,433	-3,635	3,2
105	210	13,74	11,38	0,687	-1,63	5,0
107,5	215	13,369	11,261	0,734	-1,343	5,5
110	220	13,245	11,22	1,535	1,861	11,6

Таблица 3. Результаты измерений удвоителя частоты в диапазоне частот 150–180 ГГц

$F_{\text{вх}}$ , ГГц	$F_{\text{вых}}$ , ГГц	$P_1$ , мВт	$P_1$ , дБм	$P_2$ , мВт	$P_2$ , дБм	$\eta$ , %
78,33	156,6	8,644	9,367	0,619	-2,083	7,2
80	160	9,417	9,739	0,47	-3,279	5,0
82,5	165	10,249	10,107	0,701	-1,543	6,8
85	170	11,319	10,538	0,462	-3,354	4,1
87,5	175	12,21	10,867	0,38	-4,202	3,1
89,3	178,6	13,338	11,251	0,208	-6,819	1,6

Таблица 4. Результаты измерений удвоителя частоты в диапазоне частот 120–160 ГГц

$F_{\text{вх}}$ , ГГц	$F_{\text{вых}}$ , ГГц	$P_1$ , мВт	$P_1$ , дБм	$P_2$ , мВт	$P_2$ , дБм	$\eta$ , %
60,0	120	12,809	11,075	0,909	-0,414	7,1
62,5	125	12,311	10,903	0,892	-0,496	7,3
64,6	129,2	12,642	11,018	0,86	-0,655	6,8
67,5	135	10,397	10,169	0,806	-0,937	7,8
70,0	140	7,901	8,977	0,813	-0,899	10,3
71,5	143	11,228	10,503	1,003	0,013	8,9
72,5	145	12,311	10,903	0,765	-1,163	6,2
75,0	150	14,555	11,63	0,589	-2,299	4,1
77,5	155	13,725	11,375	0,529	-2,765	3,9
78,33	156,6	8,644	9,367	0,149	-8,268	1,7
80	160	9,417	9,739	0,217	-6,635	2,3

Для наглядности влияния входных величин на точность измерения в табл. 5 приведен бюджет неопределенности полученных результатов коэффициента передачи по мощности удвоителя частоты в диапазоне частот 140–220 ГГц.

Таблица 5. Бюджет неопределенности

Величина $X_j$	Единица измерения	Значение $x_j$	Интервал +/-	Тип неопределенности	Распределение вероятностей	Стандартная неопределенность $u(x_j)$	Коэффициент чувствительности $c_j$	Вклад в неопределенность $u_j(y)$	Процентный вклад, %
$P_1$	мВт	10,2	–	A	норм.	–	–	–	–
$P_2$	мВт	0,41	–	A	норм.	0,001	9,757	0,010	0,02
$\delta_{P_1}$	отн. ед	–	0,100	B	прям.	0,058	-4,039	-0,233	10,1
$\delta_{P_2}$	отн. ед	–	0,100	B	прям.	0,058	4,039	0,233	10,1
$\delta_{\text{дан}1}$	отн. ед	–	0,056	B	арксин.	0,039	-4,039	-0,158	4,62
$\delta_{\text{дан}2}$	отн. ед	–	0,056	B	арксин.	0,157	4,039	0,634	74,8
$\delta_{f_A}$	отн. ед	–	0,010	B	прям.	0,006	4,039	0,023	0,09
Суммарная стандартная неопределенность						0,733	–	–	–

После обработки результатов измерений по вышеприведенной методике получили следующие графики зависимости коэффициента передачи по мощности ( $\eta$ ) удвоителей частоты от частоты выходного сигнала ( $F_{\text{вых}}$ ).

Из графиков и таблиц измерений видно, что среднее значение коэффициента передачи по мощности удвоителей частоты лежит в области от 1 до 12 %, имея локальные минимумы и максимумы, обусловленные разбросом уровня входной мощности. Однако на большей части рабочего диапазона частот среднее значение коэффициента передачи по мощности удвоителей частоты имеет значение на уровне 3–7 %. Значения выходной мощности сигнала исследуемых удвоителей частоты лежат в диапазоне от 0 до -9 дБм, что обусловлено малой мощностью входного сигнала (от 9 до 12 дБм). Удвоители частоты с полученными характеристиками могут применяться при построении СВЧ измерительных трактов скалярных и векторных анализаторов цепей, которые работают на малых уровнях мощности сигналов.

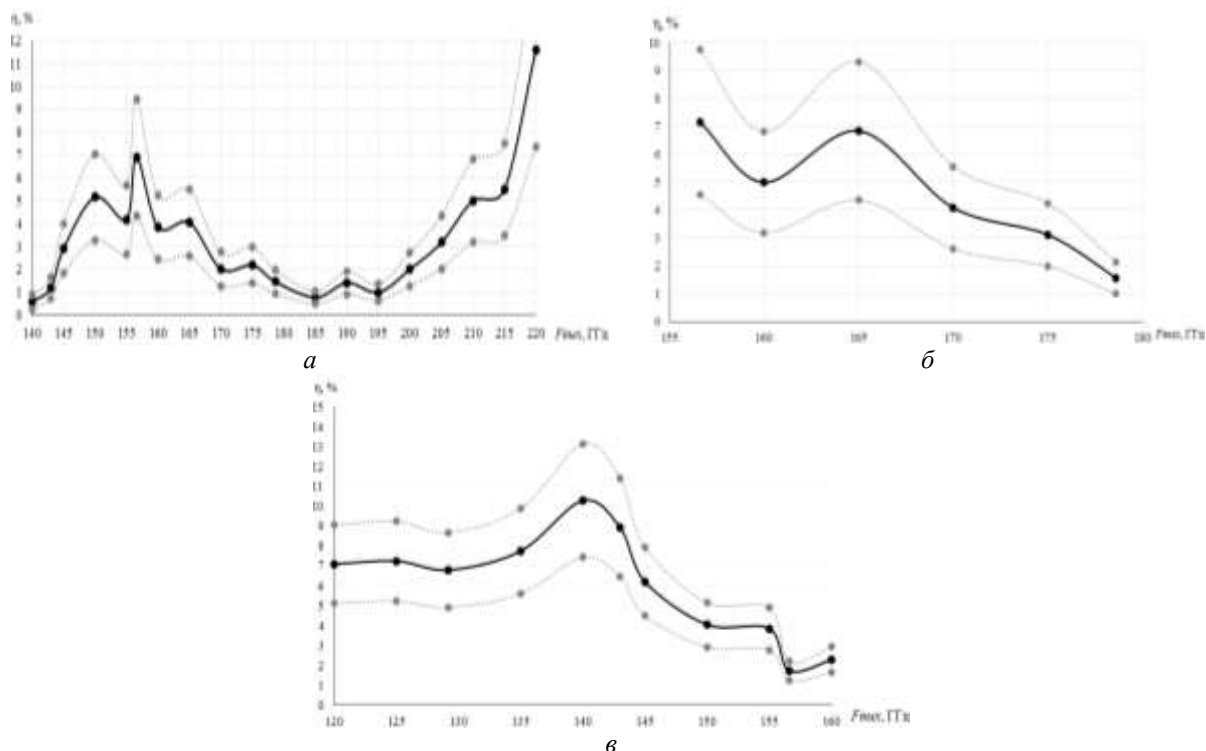


Рис. 5. Зависимость коэффициента передачи по мощности от частоты выходного сигнала удвоителя частоты: *а* – в диапазоне частот 140–220 ГГц; *б* – в диапазоне частот 150–180 ГГц; *в* – в диапазоне частот 120–160 ГГц

### Заключение

Используя недорогую и доступную элементную базу и относительно простую конструкцию, в Центре 1.9 НИЧ БГУИР разрабатываются удвоители частоты в диапазоне частот 120–220 ГГц. Основываясь на результатах исследования, можно утверждать, что коэффициент передачи по мощности и уровень мощности выходного сигнала рассматриваемых устройств позволяет широко применять их в СВЧ измерительных трактах приборов, обеспечивая нормальную работоспособность средств измерений. На отечественном рынке СВЧ изделий больше не представлено производителей удвоителей частоты в диапазоне частот 120–220 ГГц. Анализ зарубежного рынка производителей СВЧ элементов показал высокую конкурентоспособность рассматриваемых удвоителей частоты по техническим и экономическим параметрам.

### Список литературы

1. Гусятинер М.С., Горбачев А.И. Полупроводниковые сверхвысокочастотные диоды. М.: Радио и связь, 1983. 224 с.
2. Хелзайн Дж. Пассивные и активные цепи СВЧ. Пер. с англ. / Под ред. А.С. Галина. М.: Радио и связь, 1981. 200 с.
3. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей: учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1982. 280 с.
4. Руководство по выражению неопределенности измерения. СПб., 1999. 126 с.

### References

1. Gusjatiner M.S., Gorbachev A.I. Poluprovodnikovye sverhvysochastotnye diody. M.: Radio i svjaz', 1983. 224 s. (in Russ.)
2. Helzajn Dzh. Passivnye i aktivnye cepi SVCh. Per. s angl. / Pod red. A.S. Galina. M.: Radio i svjaz', 1981. 200 s. (in Russ.)
3. Andreev V.S. Teorija nelinejnyh jelektricheskikh cepej: ucheb. posobie dlja vuzov. M.: Radio i svjaz', 1982. 280 s. (in Russ.)
4. Rukovodstvo po vyrazheniju neopredelennosti izmerenija. SPb., 1999. 126 s. (in Russ.)

### **Сведения об авторах**

Боровская М.А., аспирант кафедры защиты информации, ведущий инженер Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Липатников В.П., ведущий инженер-электроник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Касперович М.М., научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Кострикин А.М., к.т.н., заместитель директора Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Гусинский А.В., к.т.н., директор Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

### **Адрес для корреспонденции**

220013, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,  
Белорусский государственный  
университет информатики и радиоэлектроники  
тел. +375-17-294-55-08;  
e-mail: borovskaya\_m@mail.ru  
Боровская Марина Анатольевна

### **Information about the authors**

Borovskaya M.A., PG student of information security department, senior engineer of the Center 1.9 of R&D department of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Lipatnikov V.P., senior electronics engineer of the Center 1.9 of R&D Department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Kasperovich M.M., researcher of the Center 1.9 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Kostrikin A.M., PhD, deputy director of the Center 1.9 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Gusinskiy A.V., PhD, director of the Center 1.9 of R&D Department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

### **Address for correspondence**

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka st., 6,  
Belarusian state university  
of informatics and radioelectronics  
tel. +375-17-294-55-08;  
e-mail: borovskaya\_m@mail.ru  
Borovskaya Marina Anatolievna

УДК 621.383.92 (521.383.523)

## ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КРЕМНИЕВЫХ ФОТОЭЛЕКТРОННЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ

М.А. АСАЁНОК, О.Ю. ГОРБАДЕЙ, А.О. ЗЕНЕВИЧ

*Белорусская государственная академия связи, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 17 января 2018*

**Аннотация.** Представлены результаты исследований температурных зависимостей коэффициентов умножения темнового тока и фототока для кремниевых фотоэлектронных умножителей. Показано, в какой степени снижение температуры влияет на изменение коэффициента усиления фототока и приводит к уменьшению последовательного сопротивления микроплазменного пробоя.

*Ключевые слова:* кремниевые фотоэлектронные умножители, коэффициент усиления фототока, микроплазменный пробой.

**Abstract.** The investigations results of the temperature dependences of the multiplication coefficients of the dark current and photocurrent for silicon photoelectric multipliers are presented. It is shown to what extent the decrease in temperature effects to the change in the photocurrent gain and leads to a decrease of the series resistance of the microplasma breakdown.

*Keywords:* silicon photoelectric multipliers, photocurrent gain, microplasma breakdown.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 54-58**

**Temperature characteristics of silicon photoelectronic multipliers**

**M.A. Asayonak, O.Yu. Gorbadey, A.O. Zenevich**

### Введение

В настоящее время для регистрации оптического излучения находят все более широкое применение кремневые фотоэлектронные умножители (Si-ФЭУ). Эти фотоприемники приходят на смену вакуумным фотоэлектронным умножителям, поскольку обладают достаточно большими коэффициентами усиления ( $\geq 10^5$ ) и имеют достаточно большие площади фоточувствительной площадки ( $\geq 7 \text{ мм}^2$ ) [1].

Вакуумным фотоэлектронным умножителям свойственны следующие недостатки: высокие напряжения питания ( $\geq 1000 \text{ В}$ ), малая чувствительность в ближней инфракрасной области спектра, низкая механическая прочность [2]. В отличие от вакуумных фотоэлектронных умножителей Si-ФЭУ не обладают вышеотмеченными недостатками. Однако в настоящее время характеристики Si-ФЭУ недостаточно изучены. При использовании Si-ФЭУ в фотоэлектрических приборах важно знать влияние температуры на коэффициент усиления фототока. Поэтому цель данной работы – установить зависимость коэффициента усиления фототока Si-ФЭУ от температуры их эксплуатации.

### Описание установки и методики эксперимента

В качестве объектов исследования были выбраны кремневые фотоэлектронные умножители, имеющие различные структуры  $n+n-p+$  и  $p+p-n+$ , производства ОАО «Интеграл» (Беларусь). Измерения проводились на экспериментальной установке, структурная схема которой показана на рис. 1. Экспериментальная установка функционировала

следующим образом. Для создания оптического излучения использовался светодиод СД. Питание светодиода осуществлялось при помощи источника постоянного напряжения И1. Излучение от светодиода СД подавалось в оптическое волокно ОВ. С выхода оптического волокна излучение поступало на Si-ФЭУ.

Кремниевый фотоэлектронный умножитель включался последовательно с резистором нагрузки  $R_n$ . Для питания Si-ФЭУ использовался регулируемый источник постоянного напряжения И2. Приложенное к Si-ФЭУ напряжение измерялось при помощи вольтметра В. Для измерения электрического тока, протекающего через Si-ФЭУ применялся амперметр А (см. рис.1). Кремниевый фотоэлектронный умножитель был помещен в камеру тепла и холода К. Температура в камере контролировалась при помощи электронного термометра Т.

На Si-ФЭУ подавалось оптическое излучение с длиной волны 630 нм, что соответствовало максимуму его спектральной чувствительности. Диапазон изменения температуры составлял 198÷303 К. При сравнении характеристик кремниевых фотоэлектронных умножителей между собой применялась величина перенапряжения  $\Delta U = U_n - U_{пр}$ . Это связано с тем, что исследуемые фотоприемники имели различные напряжения пробоя.

По вольтамперной характеристике Si-ФЭУ, полученной для отсутствия оптического излучения, определялось его напряжение пробоя  $U_{пр}$ , по методике, представленной в работе [3].

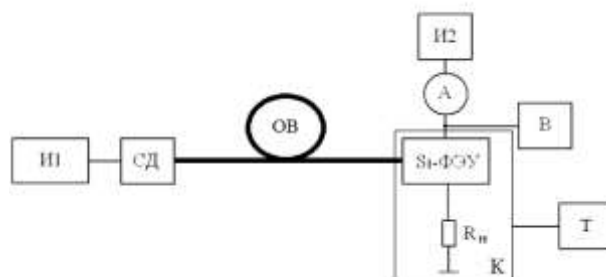


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки:

И1 – источник питания светодиода; СД – светодиод; ОВ – оптическое волокно;  
И2 – источник питания; Si-ФЭУ – кремниевый фотоэлектронный умножитель; А – амперметр;  
В – вольтметр;  $R_n$  – резистор нагрузки; К – камера тепла и холода; Т – электронный термометр

### Результаты эксперимента и их обсуждение

В процессе исследований измерялись вольтамперные характеристики Si-ФЭУ для различных температур. На основании вольтамперных характеристик определялись напряжения пробоя Si-ФЭУ  $U_{пр}$  и дифференциальные сопротивления в области микроплазменного пробоя  $R_d$  для различных температур. Данные об изменениях  $U_{пр}$  и  $R_d$  от температуры представлены в таблице. В таблице для сравнения помещены сведения об изменении  $U_{пр}$  и  $R_d$  для кремниевого лавинного фотодиода (ЛФД) со структурой  $p^+n-v-n^+$ .

Характеристики микроплазменного пробоя исследуемых фотоприемников

Температура, К	Si-ФЭУ структура $p^+-p-n^+$		Si-ФЭУ структура $n^+-n-p^+$		ЛФД структура $p^+n-v-n^+$	
	$R_d$ , Ом	$U_{пр}$ , В	$R_d$ , Ом	$U_{пр}$ , В	$R_d$ , Ом	$U_{пр}$ , В
303	3457	13,01	4562	20,90	13750	225,01
273	3857		5738		14150	205,01
243	4372		7503		18370	185,01
223	4954		9003		19180	165,01
203	5853		11650		19800	145,01

Из представленных в таблице данных следует, что понижение температуры приводило к росту величины  $R_d$  для всех типов исследуемых фотоприемников. Это связано с тем, что уменьшение температуры приводит к сокращению числа свободных носителей электрического заряда в полупроводниковых структурах. Это способствует увеличению дифференциального сопротивления в области микроплазменного пробоя. Самая сильная зависимость от температуры величины  $R_d$  наблюдалась для ЛФД. Наибольшее изменение

дифференциального сопротивления в области микроплазменного пробоя при изменении температуры было присуще Si-ФЭУ со структурой  $n+-n-p+$ . Также для ЛФД понижение температуры влекло за собой уменьшение напряжения пробоя.

Для всех типов исследуемых Si-ФЭУ напряжения пробоя оставались практически неизменными во всем исследуемом диапазоне температур. Это можно объяснить тем, что согласно работе [1] лавинные фотоприемники с более высоким значением напряжения пробоя имеют более сильную зависимость напряжения пробоя от изменения температуры. Поскольку для исследуемых Si-ФЭУ  $U_{пр} < 25$  В, то и зависимость напряжения пробоя от температуры была незначительной, и при имеющейся погрешности измерительной аппаратуры ее обнаружить не удалось.

На рис. 2 представлены зависимости коэффициента усиления для темнового тока  $M_T$  от температуры. Представленные зависимости получены для постоянного значения перенапряжения  $\Delta U = 4$  В. Как видно из полученных результатов, для Si-ФЭУ со структурой  $n+-n-p+$  при понижении температуры  $M_T$  увеличивался во всем интервале исследуемых температур. Для Si-ФЭУ со структурой  $p+-p-n+$  величина  $M_T$  увеличивалась при понижении температуры в интервале 303÷245 К, а при дальнейшем уменьшении температуры эта величина практически не изменялась. Во всем исследуемом диапазоне температур коэффициент  $M_T$  для Si-ФЭУ со структурой  $p+-p-n+$  был больше, чем для Si-ФЭУ со структурой  $n+-n-p+$ . Так, в исследуемом диапазоне температур среднее значение отношения изменения коэффициента усиления темнового тока  $\Delta M_T$  к изменению температуры  $\Delta T$  для  $\Delta U = 4$  В составляло следующие значения:  $|\Delta M_T/\Delta T| = 1250 \text{ K}^{-1}$  для Si-ФЭУ со структурой  $n+-n-p+$ ,  $|\Delta M_T/\Delta T| = 1125 \text{ K}^{-1}$  для Si-ФЭУ со структурой  $p+-p-n+$ . Для больших  $\Delta U$  величина  $\Delta M_T/\Delta T$  для Si-ФЭУ со структурой  $p+-p-n+$  также превосходила значение этого отношения для Si-ФЭУ со структурой  $n+-n-p+$ . Таким образом, более сильную зависимость коэффициента усиления темнового тока от температуры имеют Si-ФЭУ со структурой  $p+-p-n+$ .

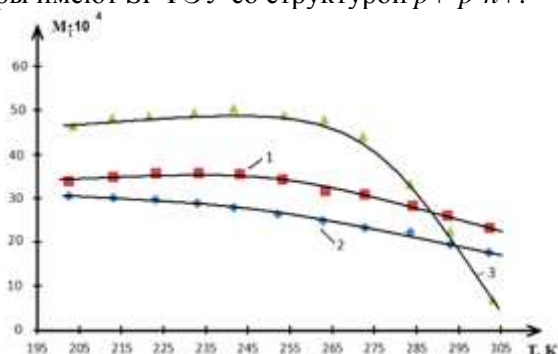


Рис. 2. Зависимость коэффициента усиления темнового тока от температуры: 1 – для структуры  $p+-p-n+$ ; 2 – для структуры  $n+-n-p+$ ; 3 – для лавинного фотодиода

Полученная зависимость коэффициента усиления темнового тока от температуры для ЛФД представлена на рис. 2 (кривая 3). Для этой зависимости при охлаждении в интервале температур от 303÷265 К наблюдался рост коэффициента усиления темнового тока. В интервале температур 265÷235 К значение  $M_T$  оставалось практически неизменным. Дальнейшее охлаждение от 235 до 198 К приводило к небольшому уменьшению  $M_T$ . Такое поведение этой зависимости можно объяснить тем, что с понижением температуры уменьшается вероятность рассеяния свободных носителей заряда на колебаниях кристаллической решетки в полупроводниковой структуре фотоприемника. В результате повышается вероятность того, что за длину свободного пробега в области лавинного умножения ЛФД носитель заряда приобретет энергию, необходимую для ударной ионизации. Это приведет к росту величины  $M_T$ . При больших значениях коэффициента усиления темнового тока образуется такое количество свободных носителей заряда, которое приводит к уменьшению электрического поля в области лавинного умножения. Это влечет уменьшение вероятности того, что за длину свободного пробега носитель заряда сможет приобрести энергию, необходимую для ударной ионизации, и, как следствие, прекращение увеличения коэффициента  $M_T$ , а при понижении температуры и даже небольшое его уменьшение. Аналогичным образом можно объяснить поведение зависимостей  $M_T$  от  $T$  для Si-ФЭУ.



Необходимо отметить, что для интервала температур 295÷303 К значения  $M_T$  для ЛФД были меньше, чем для Si-ФЭУ. При охлаждении ниже 285 К коэффициент усиления темнового тока ЛФД превосходил значение  $M_T$  для всех исследуемых типов Si-ФЭУ.

Различное поведение зависимостей  $M_T$  от температуры Si-ФЭУ и ЛФД, по всей видимости, связано с отличием их структур и тем, что кремниевые фотоэлектронные умножители при  $T = 303$  К имели достаточно высокие значения коэффициента усиления темнового тока. Отметим, при этой температуре  $M_T = 2,6 \cdot 10^5$  для Si-ФЭУ со структурой  $p+-p-n+$  и  $M_T = 1,8 \cdot 10^5$  для Si-ФЭУ со структурой  $n+-n-p+$ . Для этой температуры ЛФД обладал значительно меньшим значением  $M_T = 0,6 \cdot 10^4$ .

На рис. 3 представлены зависимости коэффициента усиления для фототока  $M$  от температуры при  $\Delta U = 4$  В. Данные зависимости получены для постоянной интенсивности оптического излучения  $J = 10^{-5}$  Вт/м<sup>2</sup>. Понижение температуры в интервале 303÷245 К приводило к увеличению значений  $M$  для всех типов Si-ФЭУ (см. рис. 3). Для ЛФД такое увеличение наблюдалось в интервале температур 303÷255 К. В интервале температур 245÷198 К коэффициент усиления для фототока Si-ФЭУ практически не изменялся. Для ЛФД значение  $M$  не изменялось при температурах от 245 до 198 К. Значения  $M$ , полученные для Si-ФЭУ, были меньше по сравнению со значениями  $M_T$  во всем диапазоне измеряемых температур. Так, для температуры 235 К коэффициенты усиления фототока составляли  $M = 1,7 \cdot 10^4$  и  $M = 1,0 \cdot 10^4$  для Si-ФЭУ со структурами  $p+-p-n+$  и  $n+-n-p+$  соответственно. При этой же температуре величина  $M = 60$  для ЛФД. Отметим, что значения  $M$  для Si-ФЭУ значительно превосходили коэффициент усиления фототока ЛФД во всем диапазоне исследуемых температур (см. рис. 3).

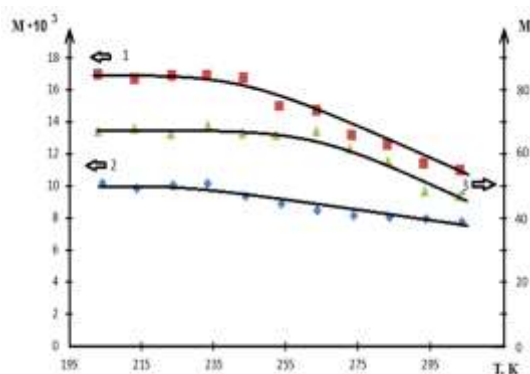


Рис. 3. Зависимость коэффициента усиления фототока от температуры:

1 – для структуры  $p+-p-n+$ ; 2 – для структуры  $n+-n-p+$ ; 3 – для лавинного фотодиода

К такому поведению коэффициента усиления фототока от температуры приводят те же причины, что были рассмотрены выше для зависимостей  $M_T$  от температуры.

Для оценки влияния нестабильности напряжения питания на значения  $M$  использовалась величина, равная отношению изменения усиления фототока  $\Delta M$  к изменению напряжения питания  $\Delta U_n$ , для которого наблюдалось это изменение.

На рис. 4 представлены зависимости  $\Delta M/\Delta U_n$  от температуры. Наибольшие значения  $\Delta M/\Delta U_n$  во всем исследуемом диапазоне температур соответствовали ЛФД. Так, максимальное значение  $\Delta M/\Delta U_n = 3,5$  В<sup>-1</sup> для ЛФД соответствовало температуре  $T = 303$  К. Максимальные значения для Si-ФЭУ со структурами  $n+-n-p+$  и  $p+-p-n+$  составляли  $\Delta M/\Delta U_n = 0,7$  В<sup>-1</sup> для  $T = 245$  К и  $\Delta M/\Delta U_n = 0,18$  В<sup>-1</sup> для  $T = 303$  К соответственно. Понижение температуры приводило к уменьшению величины  $\Delta M/\Delta U_n$  для ЛФД и Si-ФЭУ со структурой  $p+-p-n+$ . Для Si-ФЭУ со структурой  $n+-n-p+$  наблюдался рост значения  $\Delta M/\Delta U_n$  с понижением температуры в интервале 303÷255 К и уменьшение этих значений в интервале температур 255÷198 К (см. рис. 4).

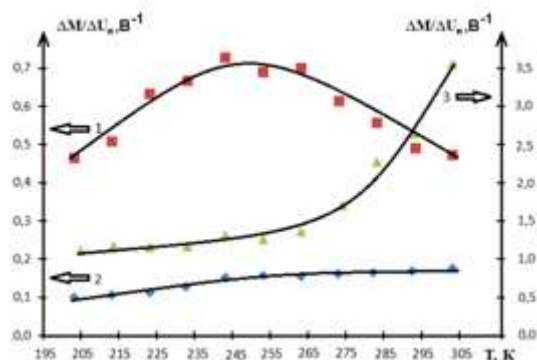


Рис. 4. Зависимость  $\Delta M / \Delta U_n$  от температуры: 1 – для структуры  $n+-n-p+$ ; 2 – для структуры  $p+-p-n+$ ; 3 – для лавинного фотодиода

### Заключение

На основании выполненных исследований можно сделать заключение, что Si-ФЭУ независимо от их структуры имели более высокий коэффициент усиления фототока во всем диапазоне температур, чем ЛФД. Также для Si-ФЭУ оказывает меньшее влияние нестабильность напряжения питания на значения коэффициента усиления фототока, чем для ЛФД во всем исследуемом диапазоне температур.

*Работа выполнена при поддержке Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований (договор № T17M-076).*

### Список литературы

1. Гулаков И.Р., Зеневич А.О. Фотоприемники квантовых систем: моногр. Минск: УО ВГКС, 2012. 276 с.
2. Гулаков И.Р., Холондырев С.В. Метод счета фотонов в оптико-физических измерениях Минск: Университетское, 1989. 256 с.
3. Грехов И.В., Сержкин Ю.Н. Лавинный пробой  $p-n$ -перехода в полупроводниках: моногр. Л.: Энергия, 1980. 152 с.

### References

1. Gulakov I.R., Zenevich A.O. Fotopriemniki kvantovyh sistem: monogr. Minsk: UO VGKS, 2012. 276 s. (in Russ.)
2. Gulakov I.R., Holondyrev S.V. Metod scheta fotonov v optiko-fizicheskikh izmerenijah Minsk: Universitetskoe, 1989. 256 s. (in Russ.)
3. Grehov I.V., Serezhkin Ju.N. Lavinnyj proboj  $p-n$ -perehoda v poluprovodnikah: monogr. L.: Jenergija, 1980. 152 s. (in Russ.)

#### Сведения об авторах

Асаёнок М.А., аспирант Белорусской государственной академии связи.

Горбадей О.Ю., аспирант Белорусской государственной академии связи.

Зеневич А.О., д.т.н., профессор, ректор Белорусской государственной академии связи.

#### Information about the authors

Asayonak V.F., PG student of Belarusian state academy of communications

Gorbadey O.Y., PG student of Belarusian state academy of communications

Zenevich A.O., D. Sci, professor, rector of Belarusian state academy of communications

#### Адрес для корреспонденции

220114, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. Ф.Скорины, 8/2,  
Белорусская государственная академия связи  
тел. +375-29-567-29-42;  
e-mail: ama-rul@mail.ru  
Асаёнок Марина Анатольевна

#### Address for correspondence

220114, Republic of Belarus,  
Minsk, F. Skorina st., 8/2,  
Belarusian state academy of communications  
tel. +375-29-567-29-42;  
e-mail: ama-rul@mail.ru  
Asayonak Marina Anatolevna

УДК 004.3

## АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ПРИЛОЖЕНИЯМИ МОБИЛЬНЫХ ТЕЛЕФОНОВ ДЛЯ УВЕЛИЧЕНИЯ ПРОДОЛЖИТЕЛЬНОСТИ ИХ АВТОНОМНОЙ РАБОТЫ

Л.Л. УТИН, В.А. БОЙПРАВ, Л.М. ЛЫНЬКОВ, М.А. САБЕРИАН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 12 января 2018*

**Аннотация.** Современные мобильные телефоны являются многофункциональными устройствами, обеспечивающими посредством установки на них приложений предоставление пользователям различных услуг и альтернативных каналов связи для передачи информации. Применение таких приложений обуславливает рост энергопотребления мобильных телефонов и, как следствие, сокращение времени их автономной работы. В статье предложен подход к увеличению продолжительности функционирования мобильных телефонов за счет адаптивного управления используемыми на них приложениями.

*Ключевые слова:* передача информации, адаптивное управление, беспроводная связь малого радиуса действия.

**Abstract.** Modern mobile phones are multifunctional devices that provide users various services and alternative communication channels for the transmission of information by installing applications on them. Utilization of such applications causes to increasing of the energy consumption of mobile phones and, as a result, to the reduction of their battery life. An approach to increasing of the mobile phones functioning duration due to the adaptive control of the applications used on them is suggested in the article.

*Keywords:* information transfer, adaptive management, near field communication.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 59-63**  
**Adaptive management by mobile phones applications**  
**to increase the duration of their autonomous operation**  
**L.L. Utsin, V.A. Boiprav, L.M. Lynkou, M.A. Saberian**

### Введение

Потребность пользователей сетей мобильной связи в получении новых видов услуг приводит к необходимости установки на телефонах большого количества дополнительных специальных приложений. В свою очередь, расширение спектра предоставляемых услуг приводит к необходимости увеличения скорости обработки и передачи информации. Как следствие, производители при выпуске новой серии мобильных телефонов вынуждены устанавливать на них процессоры, характеризующиеся повышенной тактовой частотой. Это приводит к увеличению энергии, потребляемой этими устройствами, и, как следствие, к снижению продолжительности автономной работы мобильных телефонов, на которых они установлены. Так как производители стремятся к уменьшению массогабаритных характеристик аккумуляторных батарей, оптимизация энергопотребления мобильных телефонов становится важной прикладной задачей.

## Теоретический анализ

С целью решения задачи снижения энергопотребления мобильных телефонов были проанализированы основные факторы, влияющие на время их автономной работы.

В общем случае время разряда аккумуляторной батареи ( $T_a$ ) можно определить по формуле [1]

$$T_a = \frac{Q_a \cdot U_a \cdot k_n}{P_{\text{пот}}}, \quad (1)$$

где  $Q_a$  – емкость аккумуляторной батареи, А·ч;  $U_a$  – напряжение аккумуляторной батареи, В;  $k_n$  – коэффициент использования емкости аккумуляторной батареи;  $P_{\text{пот}}$  – суммарная мощность нагрузки, Вт.

Из выражения (1) видно, что время автономной работы мобильного телефона зависит от характеристик аккумуляторной батареи и суммарной потребляемой мощности его модулей, задействованных при работе приложения.

Значение емкости аккумуляторных батарей, используемых в современных мобильных телефонах, зависит от типа их электрохимической системы, срока эксплуатации, габаритных размеров и других характеристик.

Одной из главных характеристик аккумуляторных батарей является их саморазряд, характеризующий степень потери ими емкости после полной зарядки. Саморазряд зависит от материалов, из которых изготовлена батарея, технологического процесса ее изготовления, типа и конструкции. Экспериментальные исследования показали, что разряд аккумуляторных батарей возрастает вследствие их старения, повреждения их внутреннего сепаратора, неправильного обслуживания, а также повышения температуры окружающей среды. В зависимости от типа электрохимической системы аккумуляторных батарей выделяют различные причины их саморазряда. В частности, никель-кадмиевые и никель-металл-гибридные аккумуляторные батареи имеют однородную мелкодисперсную структуру и максимальную площадь активной поверхности [2], которая постепенно уменьшается из-за частичной кристаллизации вещества внутри элемента питания. Снижение емкости у литий-ионных аккумуляторных батарей, в отличие от никель-кадмиевых, необратимо, так как используемые в их элементах металлы предназначены для работы только в течение определенного времени. Графики зависимости саморазряда различных типов аккумуляторных батарей представлены на рис. 1.

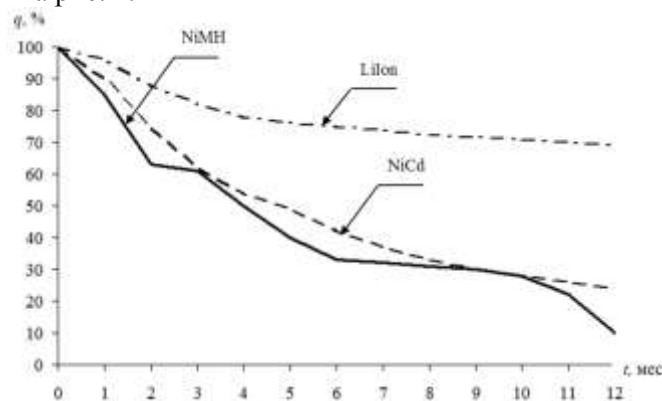


Рис. 1. Зависимость саморазряда основных типов аккумуляторных батарей от длительности их хранения

Из рис. 1 видно, что никель-кадмиевые и никель-металл-гибридные аккумуляторные батареи характеризуются наиболее высоким саморазрядом, что является их основным недостатком.

Суммарная мощность нагрузки определяется по формуле

$$P_{\text{пот}} = \sum_{i=1}^N P_{\text{мод}i}, \quad (2)$$

где  $i$  – условный модуль, входящий в состав мобильного телефона (рис. 2);  $N$  – максимальное количество модулей, входящих в состав телефона;  $P_{\text{мод}i}$  – мощность, потребляемая конкретным модулем при работе пользователя с приложением.



Таблица 2. Результаты сравнительного анализа значений потребляемой мощности различных типов экранов

Тип экранов	Вид отображаемой заставки				
					
	Потребляемая мощность, мВт				
Жидкокристаллические дисплеи TFT-LCD	738	176,25	90,75	146,25	126,75
Дисплеи на органических светодиодах AMOLED	224,17	224,17	224,23	224,24	224,25

Из табл. 2 видно, что в случае использования темного фона жидкокристаллические экраны потребляют меньше энергии, чем дисплеи на органических светодиодах. При использовании преимущественно светлого фона потребление жидкокристаллических экранов возрастает в 3,3 раза. Энергия, потребляемая усилителем мощности, зависит от применяемых протоколов передачи сообщений и расстояния от места приема сигнала до базовой станции. С целью снижения потребления энергии и уменьшения продолжительности воздействия телефонов на пользователей, на предприятиях разрабатываются различные меры, которые описаны в работе [4].

Следует отметить, что в настоящее время на рынке услуг связи предлагаются мобильные приложения, которые позволяют экономить заряд батареи. Например, «Battery Doctor», «DU Battery Saver & Widgets», «Juice Defender», «BetterBatteryStats», «Tasker» и др. [5]. На основе результатов анализа этих приложений определено, что они отличаются только дизайном и способом предоставления пользователю собранной статистической информации о количестве потребляемой энергии телефоном при его работе в различных режимах и с различными приложениями. Учитывая предоставляемую графическую информацию, пользователь может самостоятельно менять настройки телефона, отключая различные приложения и тем самым увеличивая время автономной работы.

Вместе с тем программы адаптивного управления режимами работы мобильных приложений не были выявлены. Авторами сформулирована задача по разработке подобной методики, применение которой может привести к минимизации потребления энергии основных модулей телефона. Основные этапы методики заключаются в следующем.

1. Использование экономичного режима работы телефона (отключение звука клавиш, уменьшение яркости экрана, применение темного фона).
2. Настройка автоматического отключения экрана по истечении минимально допустимого времени бездействия.
3. Адаптивная настройка яркости экрана в зависимости от времени суток, положения устройства, условий освещения, типа работающих приложений, заданного времени отключения экрана.
4. Автоматическое включение режима «Авиа» («В самолете») на период времени отдыха пользователя. Этот период необходимо задавать в специализированных настройках мобильного телефона.
5. Ручное отключение ненужных пользователю режимов работы устройства («умный жест», «умная прокрутка»).
6. Отключение неиспользуемых режимов передачи данных (Bluetooth, WiFi, GPS, NFC);
7. Удаление неиспользуемых приложений, в первую очередь тех, для работы которых требуется соединение с Интернетом;
8. Оптимизация режимов обновления приложений.

### Заключение

На основе предложенной методики разработано специализированное приложение для мобильных телефонов, использование которого позволяет адаптивно управлять

их настройками. В результате предварительного тестирования этого приложения установлена возможность увеличения на 30–50 % продолжительности автономной работы мобильных телефонов, на которых оно используется. В ходе последующих испытаний разработанного приложения планируется установить зависимости энергопотребления мобильных телефонов от условий их эксплуатации.

#### Список литературы

1. Что такое емкость аккумулятора? Методика ее расчета [Электронный ресурс]. – URL: <http://220volt.com.ua/news/useful/что-такое-емкость-аккумулятора-методика-ее-расчета.html> (дата обращения: 23.05.2017).
2. Ni-Cd и Ni-MH аккумуляторы: история, описание и правильное использование [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.ladoshki.com>. (дата обращения: 20.03.2017).
3. Василенко Д.М. Методы снижения потребления энергии современными портативными устройствами [Электронный ресурс]. – URL: [http://kit-e.ru/articles/circuit/2005\\_06\\_224.php](http://kit-e.ru/articles/circuit/2005_06_224.php) (дата обращения: 23.05.2017).
4. Мордачев В.И. Системная экология сотовой радиосвязи. Минск: Изд. центр БГУ, 2009. 319 с.
5. Лучшие приложения для смартфона по экономии заряда батареи [Электронный ресурс]. – URL: [http://www.thg.ru/software/prilozheniya\\_dlya\\_smartfona\\_zaryad\\_batarei/print.html](http://www.thg.ru/software/prilozheniya_dlya_smartfona_zaryad_batarei/print.html). (дата обращения: 15.06.2017).

#### References

1. Chto takoe emkost' akkumuljatora? Metodika ee rascheta [Electronic resource]. – URL: <http://220volt.com.ua/news/useful/что-такое-емкость-аккумулятора-методика-ее-расчета.html> (access date: 23.05.2017).
2. Ni-Cd i Ni-MH akkumuljatory: istorija, opisanie i pravil'noe ispol'zovanie [Electronic resource]. – URL: <http://www.ladoshki.com>. (access date: 20.03.2017).
3. Vasilenko D.M. Metody snizhenija potreblenija jenerгии sovremennymi portativnymi ustrojstvami [Electronic resource]. – URL: [http://kit-e.ru/articles/circuit/2005\\_06\\_224.php](http://kit-e.ru/articles/circuit/2005_06_224.php) (access date: 23.05.2017).
4. Mordachev V.I. Sistemnaja jekologija sotovoj radiosvjazi. Minsk: Izd. centr BGU, 2009. 319 s.
5. Luchshie prilozhenija dlja smartfona po jekonomii zarjada batarei [Electronic resource]. – URL: [http://www.thg.ru/software/prilozheniya\\_dlya\\_smartfona\\_zaryad\\_batarei/print.html](http://www.thg.ru/software/prilozheniya_dlya_smartfona_zaryad_batarei/print.html). (access date: 15.06.2017).

#### Сведения об авторах

Утин Л.Л., к.т.н., доцент, начальник кафедры связи Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Лыньков Л.М. д.т.н., профессор, профессор кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Бойправ В.А., аспирант кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Сабериан М.А., аспирант кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

#### Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,  
Минск, ул. П. Бровки, 6,  
Белорусский государственный  
университет информатики и радиоэлектроники  
тел. +375-29-119-30-29;  
e-mail: ullktn@mail.ru  
Утин Леонид Львович

#### Information about the authors

Utsin L.L., PhD, associate professor, head of the communications department of the Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Lynkov L.M. D.Sci, professor, professor of information security department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Boiprav V.A., PG student of information security department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Saberian M.A., PG student of information security department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

#### Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka st., 6,  
Belarusian state university  
of informatics and radioelectronics  
tel. +375-29-119-30-29;  
e-mail: ullktn@mail.ru  
Utsin Leanid L'vovich

УДК 535.33:[612.13+611.778]

## СПЕКЛ-ОПТИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МИКРОГЕМОДИНАМИКИ КОЖНЫХ ПОКРОВОВ ВИСОЧНОЙ ОБЛАСТИ У ПАЦИЕНТОВ С АРТЕРИАЛЬНЫМИ АНЕВРИЗМАМИ

Л.А. ВАСИЛЕВСКАЯ<sup>1</sup>, С.К. ДИК<sup>2</sup>, Н.И. НЕЧИПУРЕНКО<sup>1</sup>,  
К.Д. ЯШИН<sup>2</sup>, М.М. САЛИМИ ЗАДЕХ<sup>2</sup>

<sup>1</sup>ГУ «РНПЦ неврологии и нейрохирургии», Республика Беларусь

<sup>2</sup>Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 18 января 2018

**Аннотация.** Показана возможность применения спекл-оптического метода для объективизации кожного кровотока и оценки сосудистой реактивности при задержке дыхания (ЗД) и гипервентиляции (ГВ). Обследован 21 пациент с артериальными аневризмами (АА) головного мозга. Запись кровотока проводили в кожных покровах височной области с обеих сторон. Установлено нарушение сосудистой реактивности при проведении дыхательных проб в виде развития парадоксальных реакций или снижения адекватных реакций на ЗД и ГВ на стороне с АА. Наиболее информативными являются мощность спектра и средняя частота спектра.

**Ключевые слова:** артериальная аневризма, сосудистая реактивность, задержка дыхания, гипервентиляция, спекл-оптика.

**Abstract.** The possibility of application of the speckle-optical method for the objectivization of cutaneous blood flow and evaluation of vascular reactivity with respiratory arrest and hyperventilation is shown. 21 patients with arterial aneurysms (AA) of the brain were examined. Recording of blood flow was carried out on skin of the temporal region on both sides. Violation of vascular reactivity during respiratory tests in the form of development of paradoxical reactions or reduction of adequate responses to HF and HB on the side with AA has been established. The most informative are the power of the spectrum and the mean frequency of the spectrum.

**Keywords:** arterial aneurysms, vascular reactivity, delayed breathing, hyperventilation speckle-optics.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 64-71**

**Speckle-optical characteristics of microhemodynamics  
of the temporal region skin in patients with arterial aneurysms**

**L.A. Vasilevskaya, S.K. Dick, N.I. Nechipurenko, K.D. Yashin, M.M. Salimi Zadeh**

### Введение

Причинами формирования артериальных аневризм (АА) головного мозга являются не только морфологические и атеросклеротические изменения стенок артерий, механические повреждения сосудов, но и гемодинамические особенности циркуляции крови в сосудах артериального круга большого мозга, что способствует развитию его гипоксии [1–4]. Для объективизации ауторегуляции мозгового кровообращения и его компенсаторных возможностей у пациентов с АА головного мозга целесообразно исследовать микрогемодициркуляцию при воздействии различных функциональных проб, вызывающих вазодилататорную и/или вазоконстрикторную реакцию сосудов за счет изменения тонуса артерий и артериол мозга, что до настоящего времени мало изучено [5]. Использование спекл-оптического метода расширит возможности применения когерентных неинвазивных методов исследования кровотока с целью улучшения диагностики, что позволит оптимизировать комплексное лечение этой патологии с учетом типов микрогемодициркуляторных перестроек.



## Материалы и методы

Функциональное состояние кожной микрогемодинамики (МГД) изучали неинвазивным спекл-оптическим методом с использованием устройства Speckle-SCAN, представляющего собой лазерную спекл-оптическую систему контроля микроциркуляции крови [6]. Устройство разработано и изготовлено в Белорусском государственном университете информатики и радиоэлектроники (рис.1). Проводили расчет амплитудно-частотных характеристик спектров флуктуации интенсивности динамического спекл-поля, образованного в результате рассеивания лазерного излучения кожными покровами височной области: мощности спектра  $S$ , равной площади под спектральной кривой и отражающей объем кровенаполнения микрососудов кожи; средней частоты спектра  $\langle f \rangle$ , коррелирующей с линейной скоростью кровотока; полосового коэффициента  $Kb$ , характеризующего структуру спектра с учетом соотношения высоко- и низкочастотных колебаний. Учитывая, что изменения микрогемодинамики сопровождаются высокочастотными сигналами, спектры рассчитывали в диапазоне частот 40–1000 Гц.



Рис. 1. Устройство Speckle-SCAN для неинвазивной оценки состояния поверхностной микрогемодинамики

Известно, что в височно-лобных отделах теменная ветвь поверхностной височной артерии анастомозирует с надглазничной ветвью из системы внутренней сонной артерии, кровоснабжающей кожу висков и лба. Принимая во внимание анатомические особенности кровоснабжения, а также наличие анастомозов между сосудами наружной и внутренней сонными артериями, регистрацию спекл-оптических показателей МГД осуществляли в кожных покровах висков, что позволило по изменениям кожного кровотока в этой области косвенно судить о состоянии церебральной микрогемодинамики.

Обследование пациента проводили в положении лежа, приемно-осветительный датчик располагали последовательно в симметричных точках в области висков на левой и правой сторонах. Алгоритм проведения спекл-оптического исследования реактивности сосудов микрогемодинамического русла кожных покровов предусматривает регистрацию показателей в покое для определения исходного состояния кровотока, а затем – в условиях выполнения дыхательных тестов с оценкой прироста/снижения значений, выраженной в процентах, по отношению к исходным данным. При выполнении функциональной пробы с ЗД регистрировали параметры кожной МГД при спокойном дыхании для оценки ее начального уровня, затем пациент выполнял пробу Генчи (ЗД на выдохе), которая продолжалась 25–30 с. Последующую регистрацию осуществляли в течение 5 мин после восстановления дыхания с фиксацией результатов каждую минуту для оценки вазодилаторного резерва. Оценку вазоконстрикторного резерва сосудов головного мозга проводили в условиях выполнения гипоксической функциональной пробы с ГВ. Спекл-оптические параметры МГД регистрировали при спокойном дыхании, а затем – после окончания 3-минутной ГВ в течение 5 мин с фиксацией результатов каждую минуту. Применяемый алгоритм исследований позволяет оценить сосудистую реактивность, сравнивая значения показателей до проведения тестов с ЗД и ГВ и через 1, 2, 3, 4, 5 мин после прекращения ЗД или форсированного дыхания соответственно.

Коэффициент реактивности (КР) определяли по следующим формулам [7].

Для мощности спектра  $S$ :  $KP_S = (S/S_0 - 1) \cdot 100$ ; для средней частоты спектра  $\langle f \rangle$ :  $KP_{\langle f \rangle} = (\langle f \rangle / \langle f \rangle_0 - 1) \cdot 100$ , для полосового коэффициента  $Kb$ :  $KP_{Kb} = (Kb/Kb_0 - 1) \cdot 100$ , где  $S$ ,  $\langle f \rangle$ ,  $Kb$  – показатели в течение функционального теста,  $S_0$ ,  $\langle f \rangle_0$ ,  $Kb_0$ , – показатели в фоне.

Статистическую обработку полученных результатов исследований проводили с применением пакета прикладных программ Statistica 10.0. Данные обрабатывали с помощью непараметрических методов исследования. Результаты представляли в виде медианы и интерквартильного интервала (Me (25<sup>0</sup>/<sub>00</sub>; 75<sup>0</sup>/<sub>00</sub>). Учитывали абсолютные числа и относительные величины в процентах (%). Статистически значимыми считали значения  $p < 0,05$ .

### Результаты и их обсуждение

Спекл-оптическое исследование сосудистой реактивности в условиях ЗД и ГВ проведено 21 пациенту с неразорвавшимися АА, диагностированными с помощью компьютерной томографической ангиографии. У пациентов с АА адекватная вазодилататорная реакция сосудов микрогемодиализаторного русла кожных покровов височной области интактной стороны в условиях выполнения теста с ЗД зарегистрирована в 10 случаях (48 %). При этом в 94 % случаев наблюдаемые реакции были своевременными и развивались в течение 2 мин после восстановления дыхания. У 5 пациентов (24 %) выявлены парадоксальные реакции сосудов на гиперкапнию, которые выражались в констрикции кожных микрососудов в ответ на ЗД, что сопровождалось снижением мощности спектра  $S$  в течение всего постгипервентиляционного периода. В остальных случаях (6 чел., 28 %) зарегистрированы неустойчивые и неопределенные сосудистые реакции с разнонаправленным изменением показателей в течение 5 мин после восстановления дыхания. При развитии адекватной сосудистой реакции в условиях выполнения ЗД на интактной стороне установлено увеличение мощности спектра  $S$  в течение 1-й и 2-й мин:  $KP_s = 35\%$  ( $p = 0,007$ ) и  $KP_s = 22\%$  ( $p = 0,07$ ) соответственно, с последующим ее снижением в наблюдаемом периоде (табл. 1, рис. 2).

Таблица 1. Динамика показателей кожной МГД в области висков на интактной стороне у пациентов с АА с адекватными реакциями при выполнении пробы с ЗД (медиана и квартили),  $n = 16$

Показатели МГД	До ЗД (фон)	Период восстановления дыхания				
		1 мин	2 мин	3 мин	4 мин	5 мин
$S$ , отн. ед.	10116 6178–18794	14427 10454–24820 $p = 0,007$	10251 6353–22612 $p = 0,07$	7943 3474–13915	5864 3998–13477	6412 3055–11922
$\langle f \rangle$ , Гц	139,5 135–155	139 136–143	145 129–157	149 130–163	149 135–162	141 140–156
$Kb$ , отн. ед.	0,25 0,22–0,27	0,21 0,20–0,25 $p = 0,05$	0,24 0,22–0,27	0,28 0,24–0,33	0,31 0,23–0,36	0,28 0,22–0,32

Примечание: здесь и в табл. 2–5  $p$ -значения статистически значимы по сравнению с фоном.

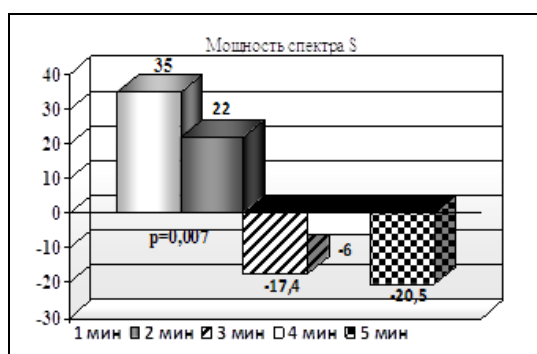


Рис. 2. Динамика мощности спектра  $S$  кривой кожного кровотока в области висков на интактной стороне у пациентов с АА в условиях выполнения пробы с ЗД, %

Выявлена тенденция к возрастанию средней частоты спектра  $\langle f \rangle$  кривой кожной МГД в этих условиях на 2 и 5 % соответственно 2-й и 3-й мин после окончания ЗД по сравнению с фоном. Изменения полосового коэффициента  $Kb$  за период 5-минутной регистрации были неустойчивы, что проявилось в разнонаправленности сдвигов  $Kb$  со снижением его значений на 12 % ( $p = 0,05$ ) в течение 1 мин после восстановления дыхания и последующими недостоверными изменениями (рис. 3).

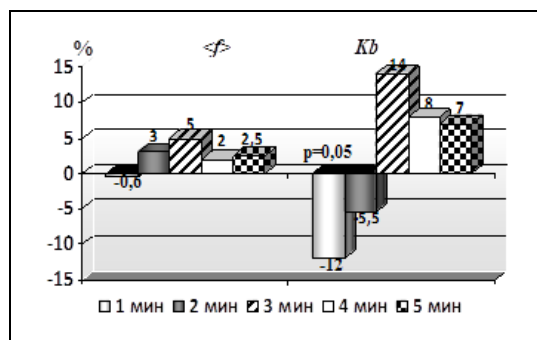


Рис. 3. Динамика средней частоты спектра  $\langle f \rangle$  и полосового коэффициента  $K_b$  кривой кожного кровотока в области висков на интактной стороне у пациентов с АА в условиях выполнения теста с ЗД, %

При исследовании динамики спекл-оптических показателей на контралатеральной стороне с диагностированными аневризмами в 76 % случаев (16 чел.) зарегистрированы адекватные реакции сосудов микрогемодикуляторного русла кожных покровов виска на гиперкапнию, что статистически не отличалось от количества адекватных сосудистых реакций пациентов этой же группы на противоположной здоровой стороне,  $p = 0,06$  (табл. 2.). В течение 1-й и 2-й мин после окончания ЗД на стороне с АА адекватные сосудистые реакции на гиповентиляцию наблюдали в 87,5 % случаев. При этом мощность спектра  $S$  увеличивалась на 13 % ( $p = 0,039$ ) через 1 мин после восстановления дыхания по сравнению с данными до проведения дыхательного теста. Регистрируемые реакции на стороне АА хотя и были своевременными, но отличались краткосрочностью и нестабильностью вазодилатации, что проявилось в снижении вазодилаторного эффекта через 2 мин после ЗД и развитии последующей вазоконстрикции, по данным динамики мощности спектра (рис. 4).

Таблица 2. Динамика показателей кожной МГД в области висков на стороне с АА у пациентов в условиях выполнения пробы с ЗД (медиана и квартили),  $n = 16$

Показатели МГД	До ЗД (фон)	Период восстановления дыхания				
		1 мин	2 мин	3 мин	4 мин	5 мин
$S$ , отн. ед.	9073 7211–17596	12903 9658–19115 $P = 0,039$	8550 6483–21393	9460 5326–15615	8897 5477–19726	9036 5661–16584
$\langle f \rangle$ , Гц	138,5 128–149	138 138–130	145 129–160	141 129–148	142 134–156	135 129–148
$K_b$ , отн. ед.	0,23 0,215–0,27	0,22 0,197–0,26	0,25 0,217–0,29	0,24 0,219–0,29	0,23 0,214–0,30	0,25 0,20–0,31

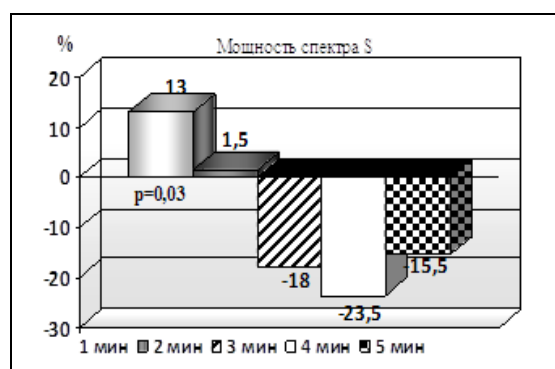


Рис. 4. Динамика мощности спектра  $S$  кривой кровотока в области висков у пациентов на стороне с АА после ЗД, %

У обследованных пациентов этой группы существенных изменений остальных спекл-оптических параметров на стороне с АА не зарегистрировано. В постгиповентиляционном периоде наблюдали тенденцию к снижению средней частоты спектра и статистически не значимые разнонаправленные сдвиги полосового коэффициента. По данным мощности спектра, количественные значения сосудистых реакций на ЗД в этой группе на стороне с диагностированной АА были снижены в сравнении с интактной стороной (13 % против 35 %,  $p < 0,05$ ).

Следовательно, у пациентов с АА в 24 % случаев (5 пациентов) в условиях выполнения теста с ЗД наблюдали нарушение вазодилаторных реакций сосудов микрогемодиализаторного русла кожных покровов височной области с обеих сторон, что выражалось развитием парадоксальных сосудистых реакций. У пациентов с адекватными реакциями на ЗД динамика значений и направленность исследуемых спекл-оптических показателей, установленных в височной области на интактной и стороне с диагностированной АА, свидетельствуют о межполушарном различии мощности спектра с преобладанием значений  $S$  на интактной стороне, что характеризует снижение кровотока на стороне с АА и отражает нарушение механизмов ауторегуляции мозгового кровообращения с ослаблением вазодилатации в условиях гиперкапнии.

При проведении дыхательного теста с гипокапнией в условиях 3 мин гипервентиляции у 13 пациентов (62 %) с АА зарегистрирована вазоконстрикторная реакция сосудов микрогемодиализаторного русла кожных покровов височной области интактной стороны. У этих пациентов в 92 % случаев адекватные сосудистые реакции наблюдали в течение 3-х мин после восстановления дыхания, то есть по времени возникновения зафиксированы своевременные реакции. У 8 пациентов (38 %) развивались парадоксальные реакции сосудов на гипокапнию, которые выражались в расширении кожных артериол и капилляров, что приводило к увеличению емкости микрогемодиализаторного русла и возрастанию мощности спектра  $S$  в ответ на ГВ. В табл. 3 и на рис. 5 представлена динамика спекл-оптических показателей адекватной сосудистой реактивности на ГВ на интактной стороне. Установлено снижение мощности спектра  $S$  в течение 1-й, 2-й и 3-й мин на 26 % ( $p = 0,033$ ), 33 % ( $p = 0,019$ ) и 19 % ( $p = 0,039$ ) соответственно с последующей ее нормализацией в постгипервентиляционном периоде. Направленность изменений средней частоты спектра и полосового коэффициента спектра носила противоположный характер с преимущественным статистически незначимым увеличением значений в период восстановления дыхания после окончания ГВ.

Таблица 3. Динамика показателей кожной МГД в области висков на интактной стороне у пациентов с АА в условиях выполнения пробы с ГВ (медиана и квартили),  $n = 13$

Показатели МГД	До ГВ (фон)	Период восстановления дыхания				
		1 мин	2 мин	3 мин	4 мин	5 мин
$S$ , отн. ед.	11922 8154–30246	9356 4663–13251 $p = 0,033$	7929 5261–14929 $p = 0,019$	10592 7818–17342 $p = 0,039$	10362 7781–21201	11030 6504–19979
$\langle f \rangle$ , Гц	136 129–141	137 128–144	140 135–143	142 132–153	142 130–160	142 130–157 $p = 0,07$
$Kb$ , отн. ед.	0,23 0,195–0,27	0,24 0,204–0,33	0,26 0,227–0,32	0,23 0,201–0,33	0,27 0,216–0,28	0,24 0,211–0,33

На стороне с аневризмами у 12 пациентов (57 %) в ответ на ГВ развивались адекватные сосудистые реакции кожных покровов виска, которые у всех этих лиц зарегистрированы в течение 2-х мин. В 43 % случаев (9 чел.) формировались парадоксальные реакции. Из табл. 4 и рис. 5 видно, что статистически значимые изменения мощности спектра  $S$  появились в 1-ю мин постгипервентиляционного периода со снижением значений:  $KP_s = 28$  % ( $p = 0,019$ ) в сравнении с фоном, что позволяет судить о развитии своевременных, но краткосрочных сосудистых реакций, поскольку при дальнейшем наблюдении отмечено стабильное восстановление значений  $S$ . Установленные сдвиги средней частоты спектра характеризуются незначительным ее увеличением ( $KP_{\langle f \rangle} = 5$  %) спустя 4 мин после восстановления дыхания (0,019), при этом изменения полосового коэффициента хотя и стабильны, но незначительны по величине и статистически не достоверны.

Следовательно, у пациентов с АА в 38 % случаев на интактной стороне и 43 % случаев на стороне с АА наблюдали нарушение вазоконстрикторных реакций сосудов микрогемодиализаторного русла кожных покровов височной области при выполнении теста с ГВ, что выражалось развитием парадоксальных сосудистых реакций. Установлены межполушарные различия в величине и стабильности исследуемых реакций с формированием на стороне с АА количественно менее выраженных и кратковременных реакций.

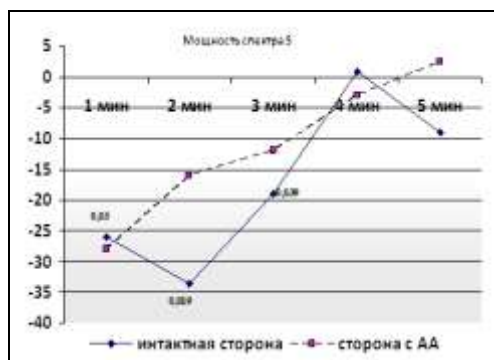


Рис. 5. Динамика мощности спектра  $S$  кривой кожного кровотока в области висков у пациентов с АА в условиях выполнения пробы с ГВ, %

Таблица 4. Динамика показателей кожной МГД у пациентов в области висков на стороне с АА в условиях выполнения пробы с ГВ (медиана и квартили),  $n = 12$

Показатели МГД	До ЗД	Период восстановления дыхания				
		1 мин	2 мин	3 мин	4 мин	5 мин
$S$ , отн. ед.	8206 5785–18807	7434 3571–13014 $p = 0,019$	7786 5283–12445 $p = 0,08$	7882 5198–16290	8396 5864–18429	9535 6099–27073
$\langle f \rangle$ , Гц	133,5 130–157,5	146 128–165	147 126–156	135 120–153	147 134–161 $p = 0,019$	147 136–155
$Kb$ отн. ед.	0,26 0,221–0,30	0,251 0,230–0,35	0,271 0,236–0,31	0,249 0,224–0,31	0,256 0,228–0,28	0,252 0,211–0,28

### Заключение

Применение спекл-оптического метода регистрации кожной МГД контралатеральных сторон височной области у пациентов с АА позволило объективизировать состояние кожного кровотока с дифференциацией реактивности сосудов головного мозга в условиях изменения газового состава крови при выполнении дыхательных проб с гипер- и гипоксией. У большинства обследованных пациентов преобладали адекватные сосудистые реакции. Однако выявление парадоксальных сосудистых реакций в 24 % случаев на контралатеральных сторонах в условиях выполнения теста с ЗД, а при ГВ – в 38 % на интактной стороне и 43 % случаях на стороне с АА свидетельствует о существенном нарушении у ряда лиц сосудистой реактивности. Установленные у пациентов с адекватными реакциями на ЗД и ГВ изменения кровотока в височной области, более выраженные на стороне АА, свидетельствуют о неблагоприятном влиянии развития аневризмы на состояние мозгового кровотока и сосудистую реактивность, что нашло отражение в динамике паттерна спекл-оптических показателей. Так, наиболее существенные нарушения в условиях ЗД проявились в снижении  $KP_s$  на стороне с АА, по данным мощности спектра, а также в формировании кратковременных нестабильных сосудистых реакций. Выявленные при гипервентиляционной пробе межполушарные различия спекл-оптических показателей также характеризуют нарушения ауторегуляции мозгового кровообращения с формированием на стороне с АА количественно менее выраженных и кратковременных сосудистых реакций.

Таким образом, для объективизации состояния кровотока и оценки сосудистой реактивности в различных функциональных условиях целесообразно анализировать амплитудно-частотные характеристики спектров флуктуации интенсивности динамического спекл-поля, образованного в результате рассеивания лазерного излучения кожными покровами височной области, косвенно характеризующие реактивность сосудов головного мозга в условиях гипер- и гипоксии.

### Список литературы

1. Морфологические маркеры возникновения аневризм сосудов виллизиева круга / Н.А. Трушель [и др.] // Журн. функц. анатомии, спорт. морфологии, интегративной антропологии и медико-

- социальной реабилитации им. Б.А. Никитюка. 2017. № 1. С. 51–57.
2. Intra-aneurysmal hemodynamics during the growth of an unruptured aneurysm: in vitro study using longitudinal CT angiogram database / S. Tateshima [et al.] // *Am. J. Neuroradiol.* 2007. Vol. 28. P. 622–627.
  3. Sforza, D.M., Putman C.M., Cebral J.R. Hemodynamics of Cerebral Aneurysms // *Annu. Fluid Mech.* 2009. Vol. 41, № 1. P. 91–107.
  4. Nixon A.M., Gunel M., Sumpio B.E. The critical role of hemodynamics in the development of cerebral vascular disease // *J. Neurosurg.* 2010. Vol. 112, № 6. P. 1240–1253.
  5. Рыбакова В.Д., Василевская Л.А. Состояние сосудистой реактивности с оценкой вазодилаторного эффекта у пациентов с фокальной эпилепсией по данным спекл-оптического исследования // *Актуальные проблемы неврологии и нейрохирургии.* 2010. Вып. 13. С. 134–139.
  6. Дик С.К. Лазерно-оптические методы и технические средства контроля функционального состояния биообъектов. Минск: БГУИР, 2014. 235 с.
  7. Свистов Д.В., Семенютин В.Б. Регуляция мозгового кровообращения и методы ее оценки методом транскраниальной доплерографии // *Регионарное кровообращение и микроциркуляция.* 2003. № 4. С. 20–27.

### References

1. Morfologicheskie markery vozniknovenija anevrizm sosudov villizieva kruga / N.A. Trushel' [i dr.] // *Zhyrn. funkcion. anatomii, sport. morfologii, integrativnoj antropologii i mediko-social'noj reabilitacii im. B.A. Nikitjuka.* 2017. № 1. S. 51–57. (in Russ.)
2. Intra-aneurysmal hemodynamics during the growth of an unruptured aneurysm: in vitro study using longitudinal CT angiogram database / S. Tateshima [et al.] // *Am. J. Neuroradiol.* 2007. Vol. 28. P. 622–627.
3. Sforza, D.M., Putman C.M., Cebral J.R. Hemodynamics of Cerebral Aneurysms // *Annu. Fluid Mech.* 2009. Vol. 41, № 1. R. 91–107.
4. Nixon A.M., Gunel M., Sumpio B.E. The critical role of hemodynamics in the development of cerebral vascular disease // *J. Neurosurg.* 2010. Vol. 112, № 6. R. 1240–1253.
5. Rybakova V.D., Vasilevskaja L.A. Sostojanie sosudistoj reaktivnosti s ocenкой vazodilatatornogo jeffekta u pacientov s fokal'noj jepilepsiej po dannym spekl-opticheskogo issledovanija // *Aktual'nye problemy nevrologii i nejrohirurgii.* 2010. Vyp. 13. S. 134–139. (in Russ.)
6. Dik S.K. Lazerno-opticheskie metody i tehicheskie sredstva kontrolja funkcional'nogo sostojanija bioob'ektov. Minsk: BGUIR, 2014. 235 s. (in Russ.)
7. Svistov D.V., Semenjutin V.B. Reguljacija mozgovogo krovoobrashhenija i metody ee ocenki metodom transkranal'noj dopplerografii // *Regionarnoe krovoobrashhenie i mikroциркуляция.* 2003. № 4. S. 20–27. (in Russ.)

### Сведения об авторах

Василевская Л.А., к.м.н., доцент, ведущий научный сотрудник государственного учреждения «Республиканский научно-практический центр неврологии и нейрохирургии».

Дик С.К., к.ф.-м.н., доцент, первый проректор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Нечипуренко Н.И., д.м.н., профессор, заведующая лабораторией клинической патофизиологии нервной системы государственного учреждения «Республиканский научно-практический центр неврологии и нейрохирургии».

Яшин К.Д., к.т.н., доцент, заведующий кафедрой инженерной психологии и эргономики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Салими Задех М.М., аспирант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

### Information about the authors

Vasilevskaya L.A., PhD, associate professor, Leading researcher of the State institution «Republican science and practice centre for neurology and neurosurgery».

Dik S.K., PhD, associate professor, first vice-rector of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Nechipurenko N.I., D.Sci, professor, head of the Laboratory of clinical pathophysiology of the State institution «Republican science and practice centre for neurology and neurosurgery».

Yashin K.D., PhD, associate professor, head of the department of engineering psychology and ergonomics of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Salimi Zadeh M.M., PG student of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

**Адрес для корреспонденции**

220114, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. Ф. Скорины, 24,  
Государственное учреждение  
«Республиканский научно-практический центр  
неврологии и нейрохирургии»  
тел. +375-29-184-88-41;  
e-mail: luda\_vass@mail.ru  
Василевская Людмила Александровна

**Address for correspondence**

220114, Republic of Belarus  
Minsk, F. Skoriny st., 24,  
State institution  
«Republican science and practice centre  
for neurology and neurosurgery»  
tel. +375-29-184-88-41;  
e-mail: luda\_vass@mail.ru  
Vasilevskaya Ludmila Aleksandrovna

УДК 546.28

## РАЗЛОЖЕНИЕ МОНОГИДРИДОВ КРЕМНИЯ И ГЕРМАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПЛАТИНО-РЕНИЕВОЙ ШПИНЕЛИ В КАЧЕСТВЕ КАТАЛИЗАТОРА

А.А. КОВАЛЕВСКИЙ, А.С. СТРОГОВА, Д.Ф. КУЗНЕЦОВ, Я.С. ВОРОНЕЦ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 24 января 2018*

**Аннотация.** Показана высокая степень интенсификации процесса разложения моногидридов с использованием катализаторов. Установлено, что полнота при разложении моногидридов в присутствии платинорениевой шпинели возрастает на 35–55%.

*Ключевые слова:* моногидриды, моносилан, катализатор, пленки кремния и германия.

**Abstract.** High degree of intensification of monohydrides decomposition process with use of catalysts is shown. It is established that the completeness decomposition of monohydrides in the presence of platinum-rhenium spinel increases for 35–55 %.

*Keywords:* monohydrides, monosilane, catalyst, films of silicon and germany.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 72-76**  
**Decomposition of silicon and germany monohydrides**  
**with use of platinum-rhenium spinel as the catalyst**  
**A.A. Kovalevskii, A.S. Strogova, D.F. Kuzniatsou, Y.S. Voronec**

### Введение

Создание новых видов микроэлектронных устройств, повышение их функциональной сложности и степени интеграции, увеличение срока службы и эксплуатационной надежности при одновременном снижении себестоимости и трудоемкости производства тесно связаны с научно-техническим прогрессом в области химии и технологии электронных материалов. Важнейшими из них являются монокристаллы кремния, германия и диэлектрики на их основе. Несмотря на то, что эти материалы изучены более других полупроводников, многие важные вопросы их синтеза до сих пор не ясны. Промышленное изготовление пленочных структур кремния и германия основано главным образом на реакциях восстановления высших и низших хлоридов кремния и германия в среде водорода и на разложении их гидридов [1]. Дальнейшее развитие кремниевой и германиевой эпитаксиальной технологии связано с переходом на низкотемпературные процессы осаждения, обеспечивающие получение разнообразных пленочных структур и улучшение их качества. Эта проблема решается путем внедрения процессов термического разложения моногидридов в проточных системах. Однако в таких системах потеря непрореагировавшего моногидрида составляет более 40 % [2]. Использование малоэффективных и труднореализуемых физических методов интенсификации химических реакций [2] также не дает экономии исходных материалов. Поэтому следует развивать химические методы интенсификации технологических процессов микроэлектроники, которые отличаются простотой реализации и высокой эффективностью. Один из таких методов – применение катализаторов. Цель статьи – исследование кинетики разложения моногидридов кремния и германия при использовании платинорениевой шпинели в качестве катализатора.



## Методика и экспериментальная часть

Катализатор выбирался с учетом энергетического соответствия, при котором адсорбционный потенциал катализатора для эндотермической реакции равнялся половине энергии химических связей реагирующих молекул [3]. Металлическая платина, нанесенная на окись рения и алюминия, является хорошим катализатором дегидрирования моносиланов и моногерманов. В целях повышения активности катализатора его прокаливали при температуре 1273 К в течение 4 ч. Согласно данным рентгенофазового анализа высокая активность платинорениевой шпинели как катализатора обусловлена мелкодисперсной платиной на поверхности носителя, которая образуется в ходе реакции при восстановлении из  $\text{PtReAl}_2\text{O}_{12}$ . Катализатор использовался в виде мелкодисперсного порошка с размером гранул 100 мкм. Для подавления дегидратирующей активности окисей рения и алюминия, образующихся при разрушении  $\text{PtReAl}_2\text{O}_{12}$ , и увеличения селективности процесса в катализатор вводилась модифицирующая добавка окиси церия путем пропитки порошка  $\text{PtReAl}_2\text{O}_{12}$  раствором азотнокислого церия с последующей сушкой и прокаливанием при температуре 673 К в течение 4 ч. Окись церия значительно увеличивает механическую прочность гранул катализатора. Пленки осаждались в вертикальном кварцевом реакторе диаметром 160 мм с ВЧ нагревом. В верхней части реактора посредством специальной муфты, работающей по принципу обжима, закреплялась колонка с катализатором с таким расчетом, чтобы расстояние от нее до пьедестала не превышало 150 мм. Колонка по конструкции представляла собой цилиндр с полочками, которые располагались таким образом, чтобы не создавались застойные зоны поступающей газовой смеси, и устанавливалась на одной оси с кварцевым реактором. Это обеспечивало хорошую доставку реакционного материала к пьедесталу. Расход газовой смеси через колонку и реактор регулировался электронными датчиками, расходомерами и редукторами давления. В качестве исходных компонентов применялись моносилан, моногерман и гелий особой чистоты, а подложек – пластины кремния КЭФ-20 с ориентацией (111), (100) и (110). Температура подложек контролировалась инфракрасным пирометром с точностью  $\pm 5^\circ$ . Толщина пленок замерялась методами косого и сферического шлифов с точностью  $\pm 5$  нм. Продукты реакции анализировались методом газовой хроматографии. Количество образовавшихся кремния и германия устанавливалось микровзвешиванием в вакууме с помощью микровесов Мак-Бена. Полноту разложения моногидридов  $\alpha$  определяли как отношение объема прореагировавшего моногидрида  $V_{\text{п}}$  к общему его объему в газовой фазе  $V_{\text{об}}: \alpha = (V_{\text{п}}/V_{\text{об}}) \cdot 100 \%$ .

Объемная скорость газовой смеси, составила  $60 \text{ дм}^3 \cdot \text{мин}^{-1}$ , объемная доля моносилана в газовой смеси 0,1 %, моногермана 0,2 %. Большая объемная скорость газовой смеси использовалась для уменьшения вторичных процессов, искажающих первичную картину процесса дегидрирования.

Процесс разложения моногидридов на катализаторе проходит следующие стадии: перенос моногидрида к поверхности катализатора, адсорбция ею моногидрида, разложение последнего и десорбция молекул водорода. При адсорбции моногидрида на поверхность катализатора твердое тело контактирует с газовой фазой. За счет существования свободных валентностей на поверхности катализатора газовые молекулы адсорбируются его поверхностью, затем, оставаясь в адсорбированном состоянии, вступают в реакцию друг с другом или молекулами, вылетающими из газовой фазы, после чего продукты реакции десорбируются [1, 3]. Характер и прочность химических связей хемосорбирующихся частиц с поверхностью катализатора и число их, способное адсорбироваться в координационной полусфере одной молекулы катализатора, зависят от конкретной электронной структуры внешних электронных оболочек катализатора, типа кристаллической решетки, электронного строения молекул и характера возможных для молекулы типов связи [1, 4]. Так как при использовании катализаторов разложение моногидридов переносится из газовой фазы на поверхность твердого тела, реакция разложения моносилана и моногермана при этом

описывается уравнением  $n\text{MeH}_4 \rightarrow n_1\text{Me} + 2n_2\text{H}_2$ , где  $n$ ,  $n_1$  и  $n_2$  – стехиометрические коэффициенты, показывающие, сколько молекул данного сорта участвует в реакции.

Обозначим через  $[\text{MeH}_4]$ ,  $[\text{Me}]$  и  $[\text{H}_2]$  концентрацию молекул  $\text{SiH}_4$ ,  $\text{GeH}_4$ ,  $\text{Si}$ ,  $\text{Ge}$  и  $\text{H}_2$ , адсорбированных на поверхности катализатора. Очевидно, что  $[\text{MeH}_4] = [\text{MeH}_4](t)$ ;  $[\text{Me}] = [\text{Me}](t)$ ;  $[\text{H}_2] = [\text{H}_2](t)$ , где  $t$  – время течения реакции. Если оно отсчитывается от момента начала реакции, то выражения  $[\text{MeH}_4](0) - [\text{MeH}_4](t)$ ;  $[\text{Me}](0) - [\text{Me}](t)$ ;  $[\text{H}_2](0) - [\text{H}_2](t)$  представляют собой числа молекул моногидрида, разложившихся за время  $t$ , и числа молекул продуктов реакции кремния, германия и водорода, образовавшихся за это же время. Тогда

$$\frac{[\text{MeH}_4](0) - [\text{MeH}_4](t)}{n} = \frac{[\text{Me}](0) - [\text{Me}](t)}{n_1} = \frac{[\text{H}_2](0) - [\text{H}_2](t)}{n_2}.$$

Значит, скорость реакции определяется скоростью разложения моногидрида или скоростью образования кремния и водорода или германия и водорода соответственно, т. е.

$$v_p = -\frac{1}{n} \frac{d[\text{MeH}_4](t)}{dt} = \frac{1}{n_1} \frac{d[\text{Me}](t)}{dt} = \frac{1}{n_2} \frac{d[\text{H}_2](t)}{dt}.$$

Скорости разложения моногидридов кремния и германия и образования кремния или германия и водорода находятся по уравнениям:  $v_0 = n/v_p$ ,  $v_{01} = n_1 v_p$ ,  $v_{02} = n_2 v_p$  соответственно.

В общем виде скорость реакции запишется  $v_p = K_p [\text{MeH}_4]^m$ , где  $K_p$  – константа скорости реакции;  $m$  – кинетический коэффициент, представляющий собой порядок реакции по моногидриду. В случае разложения моносилана и моногермана кинетический коэффициент совпадает со стехиометрическим и равен единице [4, 5].

Константа скорости реакции определяется по уравнению Аррениуса [6]:  $K_p = K_0 e^{-E/kT}$ , где  $K_0$  – предэкспоненциальный множитель;  $E$  – энергия активации реакции разложения моногидрида;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура.

Значение энергии активации находится по закону Аррениуса из зависимости  $\ln K_p = f(1/T)$ , которая описывается прямой линией (наклон прямой характеризует  $E$ , а пересечение с осью ординат –  $K_0$  [5]).

### Результаты и их обсуждение

Как показали исследования, платинорениевая шпинель при разложении моносилана снижает энергию активации от  $1,5 \cdot 10^{-19}$  до  $7,5 \cdot 10^{-20}$  Дж, а при разложении моногермана от  $0,9 \cdot 10^{-19}$  до  $4,3 \cdot 10^{-20}$  Дж. Скорость образования пленок кремния и германия в этом случае при прочих равных условиях и заданной температуре подложки, возрастает в два раза (см. рис. 1, а, б), а увеличение температуры подложки от 723 до 1073 К способствует ускорению реакции разложения при отсутствии и наличии катализаторов (см. рис. 1, в, г). Выход кремния и германия на чистой платинорениевой шпинели возрастает в указанном интервале температур подложек на 35–45 %, а на модифицированной окисью церия – на 40–55 % по сравнению с обычным процессом разложения моногидридов на кремниевых подложках.

Интенсификация процесса разложения моногидридов кремния и германия на подложках происходит, по-видимому, за счет образования в зоне катализатора активных радикалов и комплексов типа  $\text{MeH}_3^{+1}$ ,  $\text{MeH}_2^{+2}$ ,  $\text{H}_2\text{-Me} = \text{Me-H}_2$ . В этом случае к подложке переносятся осколки молекул исходных веществ, свободная энергия которых обычно заметно превышает энергию молекул исходного и конечных продуктов. Будучи в переходном состоянии, молекула обладает на поверхности повышенной реакционной способностью. Это может приводить к различным внутримолекулярным превращениям, составляющим часть суммарного каталитического превращения в области подложки. Их вероятность повышается при образовании нестабильных переходных состояний, которые в рассматриваемом случае по отношению к внутренним превращениям адсорбированных молекул и их реакциям с другими молекулами являются активным преадапционным состоянием.

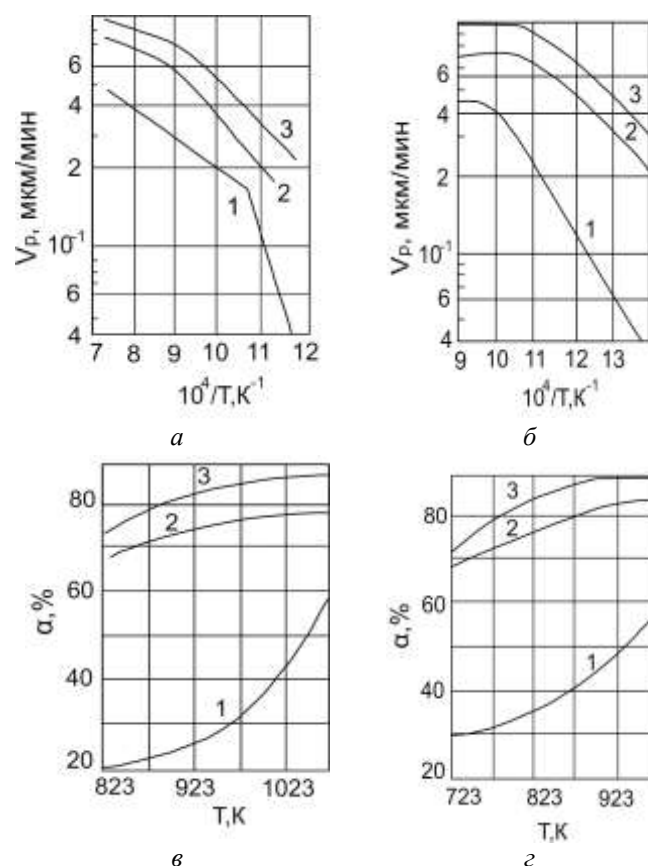


Рис. 1. Зависимость скорости образования кремния (а) и германия (б), полноты разложения моносилана (в) и моногермания (з) от температуры подложки  $T$  (температура катализатора 623 К): 1 – без катализатора; 2 – катализатор – платинорениевая шпинель; 3 – катализатор – платинорениевая шпинель, промотированная окисью церия

### Заключение

Использование платинорениевой шпинели, являющейся инициатором реакций разложения моногидридов кремния и германия, приводит к полному превращению моногидридов в кремний, германий и водород. Это перспективно при синтезе полупроводниковых и диэлектрических материалов для нужд микроэлектроники и микроэлектронной аппаратуры, поскольку позволяет получать их при температуре подложки на 200–300 градусов ниже, чем при традиционных технологических процессах разложения моногидридов.

### Список литературы

1. Комар О.М., Ковалевский А.А., Строгова А.С. Кремнийгерманиевые наноструктурированные пленки и нанокластеры. LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016. 345 с.
2. Колешко В.М., Ковалевский А.А. Поликристаллические пленки полупроводников в микроэлектронике. Минск: Наука и техника. 1978. 341 с.
3. Баландин А.А. Современное состояние мультиплетной теории гетерогенного катализе. М.: Наука, 1968. 221 с.
4. Комар О.М., Ковалевский А.А., Строгова А.С. Полупроводниковый дисилицид титана: получение, свойства, использование. LAP LAMBERT Academic Publishing, 2015. 214 с.
5. Ковалевский А.А., Борисевич В.М., Долбик А.В. Исследование кинетики процесса осаждения слоев поликристаллического кремния в результате разложения моногидридов при пониженном давлении // Материалы. Технологии. Инструменты. 2007. Т. 12. № 4. С. 65–72.
6. Киреев А.В. Физическая химия. М.: Госхимиздат, 1955. 832 с.

### References

1. Komar O.M., Kovalevskij A.A., Strogova A.S. Kremnijgermanievye nanostrukturirovannye plenki i nanoklastery. LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016. 345 s. (in Russ.)
2. Koleshko V.M., Kovalevskij A.A. Polikristallicheskie plenki poluprovodnikov v mikrojelektronike. Minsk: Nauka i tehnika. 1978. 341 s. (in Russ.)

3. Balandin A.A. Sovremennoe sostojanie mul'tipletoj teorii geterogennogo katalize. M.: Nauka, 1968. 221 s. (in Russ.)
4. Komar O.M., Kovalevskij A.A., Strogova A.S. Poluprovodnikovyj disilicid titana: poluchenie, svojstva, ispol'zovanie. LAP LAMBERT Academic Publishing, 2015. 214 s. (in Russ.)
5. Kovalevskij A.A., Borisevich V.M., Dolbik A.V. Issledovanie kinetiki processa osazhdenija sloev polikristallicheskogo kremnija v rezul'tate razlozhenija monogidridov pri ponizhennom davlenii // Materialy. Tehnologii. Instrumenty. 2007. T. 12. № 4. S. 65–72. (in Russ.)
6. Kireev A.V. Fizicheskaja himija. M.: Goshimizdat, 1955. 832 s. (in Russ.)

#### **Сведения об авторах**

Ковалевский А.А., к.т.н., доцент, ведущий научный сотрудник Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Строгова А.С., к.т.н., заместитель начальника студенческой науки и магистратуры Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Кузнецов Д.Ф., проректор по воспитательной работе Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Воронец Я.С., магистрант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

#### **Information about the authors**

Kovalevskii A.A., PhD, associate professor, leading researcher of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Strogova A.S., deputy chief of department of student's science and magistracy of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Kuzniatsou D.F., vice-rector for personal development of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Voronec Y.C., master student of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

#### **Адрес для корреспонденции**

220013, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. П. Бровки, 4,  
Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники  
тел. +375-29-376-95-59;  
e-mail: strogova@bsuir.by  
Строгова Александра Сергеевна

#### **Address for correspondence**

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovki st., 4,  
Belarusian state university  
of informatics and radioelectronics  
tel. +375-29-376-95-59;  
e-mail: strogova@bsuir.by  
Strogova Alexandra Sergeevna

УДК 004.4

## ПОТОКОВЫЙ БЛОЧНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ ПОИСКА КРАТЧАЙШИХ ПУТЕЙ НА ГРАФЕ

О.Н. КАРАСИК, А.А. ПРИХОЖИЙ

*Белорусский национальный технический университет, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 1 февраля 2018*

**Аннотация.** Рассмотрена задача поиска кратчайших путей на взвешенных графах. Проанализированы варианты постановки задачи, известные алгоритмы решения, области практического применения и существующие проблемы, в частности проблема масштабируемости. Исследован класс блочно-параллельных алгоритмов, их достоинства и недостатки. Предложен быстрый потоковый блочно-параллельный алгоритм, ориентированный на графы большого размера и отличающийся изменением порядка вычислений блоков, сокращением критического пути, уменьшением времени работы на многоядерной системе, сокращением обменов данными между локальными кэш ядер и между уровнями памяти.

*Ключевые слова:* граф, кратчайший путь, блочный алгоритм, параллельные вычисления, потоковый алгоритм.

**Abstract.** The problem of finding the shortest paths on weighted graphs is considered. The variants of statement of the problem, known algorithms for it solving, areas of practical application and existing challenges, in particular, the challenge of scalability, are analyzed. The class of block-parallel algorithms, their advantages and disadvantages is investigated. A fast block-parallel threaded algorithm oriented to large-sized graphs is proposed. It differs by changing the order of block calculations, reducing the critical path and operating time on a multi-core system, decreasing the data exchanges among local caches of cores and between neighbor levels of hierarchical memory.

*Keywords:* graph, shortest path, blocked algorithm, parallel computing, multithreading.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 77-84**

**Threaded block-parallel algorithm for finding the shortest paths on graph**

**O.N. Karasik, A.A. Prihozhy**

### Введение

Задачи поиска кратчайших путей во взвешенном графе [1–6] делятся на два больших класса: SSSP (Single Source Shortest Path) – нахождение всех кратчайших путей в графе из одной вершины в другие вершины и APSP (All Pair Shortest Path) – нахождение кратчайших путей между всеми парами вершин графа. Алгоритм Дейкстры является базовым для решения первой задачи, алгоритм Флойда-Уоршелла – для решения второй задачи. Решение задачи APSP и алгоритм Флойда-Уоршелла играют важную роль во многих приложениях: в системах баз данных для оптимизации обработки запросов, в системах автоматизированного проектирования, в микроэлектронике, в инструментальных средствах оптимизации конвейеров, в компьютерных играх, для анализа кластеров генов в биоинформатике, для планирования работы многоагентных систем, для распознавания речи и т. д. Во многих случаях размер реальных графов достигает таких огромных размеров, что алгоритм Флойда-Уоршелла и его известные модификации, имеющие полиномиальную степень вычислительной сложности, потребляют нереально большое процессорное время. В данной статье ставится цель разработки нового более быстрого блочно-параллельного алгоритма, построенного в виде множества кооперативно работающих потоков, выполняющих поблочный расчет матрицы кратчайших путей на многоядерной системе, использующей иерархическую организацию памяти.

## Методика эксперимента

Пусть ориентированный взвешенный граф  $G = (V, E)$  с множеством  $V$  из  $N$  вершин и множеством ребер  $E$  представлен матрицей  $W$  положительных весов ребер, в которой  $w_{ii} = 0$  при  $i = 0 \dots N-1$  и  $w_{ij} = \infty$  при  $(i, j) \notin E$ . Длины кратчайших путей между парами вершин описываются матрицей  $D$ . Алгоритм Флойда-Уоршелла (ФУ) [1] на шагах  $0 \dots N-1$  пересчитывает матрицу  $D^0 = W$  в результирующую матрицу  $D^{N-1}$ . Расчет элемента  $d^{k+1}_{ij}$  выполняется по формуле (1).

$$d^{k+1}_{i,j} = \min \left\{ d^k_{i,j}, d^k_{i,k} + d^k_{k,j} \right\}. \quad (1)$$

ФУ строится из трех циклов по  $k, i, j$ , работает на всех шагах с матрицей одинаковой размерности  $N \times N$  и имеет высокую однородность. Его вычислительная сложность равна  $O(N^3)$ .

Блочный алгоритм Флойда-Уоршелла (БФУ) [2–5] помог решить две важнейшие проблемы: 1) локализовать работу с многоуровневой памятью внутри блоков и тем самым сократить число операций обмена между уровнями; 2) организовать параллельное вычисление блоков на многопроцессорной системе. Разобьем матрицу  $D$  на блоки размерностью  $B \times B$  каждый с образованием матрицы блоков размерностью  $M \times M$ , где  $M = N/B$ . Псевдокод БФУ показан на рис. 1. Его функционирование представляется циклом по  $m = 0 \dots M-1$ , на каждой итерации которого выполняется упорядоченный однократный пересчет всех блоков алгоритмом *calcblock* (рис. 2, а), в котором аргумент  $B^1$  – пересчитываемый блок, аргументы  $B^2$  и  $B^3$  – блоки, через которые осуществляется пересчет.

На итерации  $m$  цикла каждый блок матрицы  $D$  рассчитывается до уровня  $m+1$ : сначала центральный блок  $B_{m,m}$ , затем блоки креста, лежащие на строке и столбце  $D$  с номером  $m$ , затем остальные блоки. Все вызовы *calcblock* можно заменить вызовами функции *calcblock\_auto* (рис. 2, б). Все блоки креста вычисляются взаимно параллельно, но последовательно с  $B_{m,m}$ . Остальные блоки вычисляются взаимно параллельно, но последовательно с блоками креста. Всего БФУ пересчитывает  $M^3$  блоков. Вычислительная сложность ФУ и БФУ одинакова.

Предлагаемый потоковый блочно-параллельный алгоритм (ПБПА) улучшает БФУ на основе следующих принципов. В основе лежит кооперативная модель выполнения потоков [7]. За каждым потоком закрепляется свое множество рассчитываемых блоков, а за каждой группой потоков закрепляется свой процессор. Способ закрепления локализует повторно используемые данные и сокращает обмен между уровнями памяти. Потоки взаимодействуют друг с другом так, что загрузка процессоров увеличивается за счет сокращения слотов времени ожидания и простаивания. В пределах одной группы потоки взаимодействуют путем прямой передачи управления. Главным отличием ПБПА от БФУ является комбинирование различных уровней вычисления блоков, что делает возможным реализацию перечисленных преимуществ.

```

1. algorithm blocked_fw( $D$ )
2.   for  $m=0$  to  $M-1$  do
3.     calcblock( $D_{m,m}, D_{m,m}, D_{m,m}$ )
4.     for  $i=0$  to  $m-1$  do
5.       calcblock( $D_{i,m}, D_{i,m}, D_{m,m}$ )
6.       calcblock( $D_{m,i}, D_{m,m}, D_{m,i}$ )
7.     end for
8.     for  $i=m+1$  to  $M-1$  do
9.       calcblock( $D_{i,m}, D_{i,m}, D_{m,m}$ )
10.      calcblock( $D_{m,i}, D_{m,m}, D_{m,i}$ )
11.    end for
12.    for  $i=0$  to  $m-1$  do
13.      forj = 0 to  $m-1$  do calcblock( $D_{i,j}, D_{i,m}, D_{m,j}$ ) endfor
14.      forj =  $m+1$  to  $M-1$  do calcblock( $D_{i,j}, D_{i,m}, D_{m,j}$ ) endfor
15.    end for
16.    for  $i=m+1$  to  $M-1$  do
17.      forj = 0 to  $m-1$  do calcblock( $D_{i,j}, D_{i,m}, D_{m,j}$ ) endfor
18.      forj =  $m+1$  to  $M-1$  do calcblock( $D_{i,j}, D_{i,m}, D_{m,j}$ ) endfor
19.    end for
20.  end for
21. end algorithm

```

Рис. 1. Псевдокод алгоритма БФУ

```

1. algorithm calcblock( $B^1, B^2, B^3$ )
2.   for  $k = 0$  to  $B-1$  do
3.     var  $b^{3k} = \text{row}(B^3, k)$ 
4.     for  $i = 0$  to  $B-1$  do
5.       var  $bI^i = \text{row}(B^1, i), b2 = B^2_{i,k}$ 
6.       for  $j = 0$  to  $B-1$  do  $bI^i_j = \min(bI^i_j, b2 + b^{3k}_j)$  end for
7.     end for
8.   end for
9. end algorithm

```

а

```

1. algorithm calcblock_auto( $m, i, j$ )
2.   if  $m \neq i$  then
3.     if  $m = j$  then calcblock( $D_{i,j}, D_{i,j}, D_{m,m}$ )
4.     else calcblock( $D_{i,j}, D_{i,m}, D_{m,j}$ ) end if
5.   else
6.     if  $m \neq j$  then calcblock( $D_{i,j}, D_{m,m}, D_{i,j}$ )
7.     else calcblock( $D_{i,i}, D_{i,i}, D_{i,i}$ ) end if
8.   end algorithm

```

б

Рис. 2. Алгоритмы блока: а – *calcblock*; б – *calcblock\_auto*

Пусть для размера  $B$  блока выполняются равенства  $N \bmod B = 0$  и  $M \bmod P = 0$ , где  $P$  – число процессоров. ПБПА вычисляет каждый блок  $M$  раз. Вычисление  $l$  блока  $D_{ij}$  назовем уровнем блока. Матрица  $L$  описывает уровни всех блоков на каждом шаге работы ПБПА. Для вычисления блоков вводится  $M$  потоков  $t_0 \dots t_{M-1}$ . С целью локализации данных внутри потоков все блоки одной строки  $i$  матрицы  $D$  вычисляются одним потоком  $t_i$ . Потоки распределяются на  $P$  процессорах и образуют группы  $g_0 \dots g_{P-1}$ . Поток  $t$  включается в группу  $g$ , если выполняется равенство  $t \bmod P = g$ . В группе  $g$  текущий поток обозначается  $c$ , первый поток обозначается  $first(c) = c \bmod P$ , последний поток обозначается  $last(c) = M - P + (c \bmod P)$ , поток  $prev(c)$  называется предыдущим для  $c$  если  $prev(c) = c - P$ , поток  $next(c)$  называется следующим для  $c$  если  $next(c) = c + P$ .

На способ передачи управления от блока  $B$  к вычисляемому блоку  $A$  влияет принадлежность блоков: 1) одному потоку; 2) разным потокам одной группы (процессора); 3) потокам разных групп (процессоров). В первом случае зависимость  $A$  от  $B$  разрешается в период компиляции. Во втором случае  $A$  и  $B$  принадлежат разным потокам одной группы, выполняемым последовательно на одном процессоре. Передача блоков достигается корректной передачей управления от одного потока к другому операцией *switch thread*. В третьем случае  $A$  и  $B$  принадлежат потокам разных групп, выполняемым параллельно на разных процессорах, а передача блока  $B$  из потока  $t_B$  в поток  $t_A$  достигается блокировкой потока  $t_A$  операцией *wait for* в ожидании по матрице уровней  $L$  окончания вычисления блока  $B$  потоком  $t_B$  с последующим уведомлением потока  $t_A$  операцией *notify set*.

Номера строк и столбцов  $i, j$  матрицы  $D$ , принимают значения от 0 до  $M-1$ , а уровень  $l$  принимает значение от 1 до  $M$ . Вычисление блока  $D_{ij}^l$  потоком  $t_i$  требует установления типа блока и разрешения зависимостей между блоками. В зависимости от значений  $i, j$  и  $l$  различают блоки четырех типов: центральный, горизонтальный, вертикальный и периферийный. Блок  $D_{ij}^l$  – центральный при  $i = j = l - 1$ . Он зависит только от блока  $D_{i,j}^{l-1}$ . Блок  $D_{ij}^l$  – горизонтальный при  $i = l - 1$  и  $i \neq j$ . Он зависит от блоков  $D_{i,j}^{l-1}$  и  $D_{i,l-1}^{l-1}$ , которые находятся в одной строке матрицы  $D$  и вычисляются одним потоком  $t_i$ . Блок  $D_{ij}^l$  – вертикальный при  $j = l - 1$  и  $i \neq j$ . Он зависит от блоков  $D_{i,j}^{l-1}$  и  $D_{l-1,l-1}^{l-1}$ . Разрешение зависимости  $D_{ij}^l$  от  $D_{l-1,l-1}^{l-1}$  осуществляется посредством операции *switch thread*, если это блоки одной группы, иначе, посредством операций *wait for* и *notify set*, если это блоки разных групп. Блок  $D_{ij}^l$  – периферийный при  $i \neq l - 1$  и  $j \neq l - 1$ . Он зависит от блоков  $D_{i,j}^{l-1}$ ,  $D_{i,l-1}^{l-1}$  и  $D_{l-1,j}^{l-1}$ . Блоки  $D_{ij}^l$  и  $D_{i,l-1}^{l-1}$  находятся в одной строке матрицы  $D$ . Разрешение зависимости блока  $D_{ij}^l$  от блока  $D_{l-1,j}^{l-1}$  осуществляется посредством операции *switch thread*, если это блоки одной группы, и посредством операций *wait for* и *notify set*, если это блоки разных групп. В процессе вычислений тип блока меняется. Центральный блок может быть только диагональным, горизонтальный или вертикальный блок не может быть диагональным, однако любой блок матрицы  $D$  может быть периферийным.

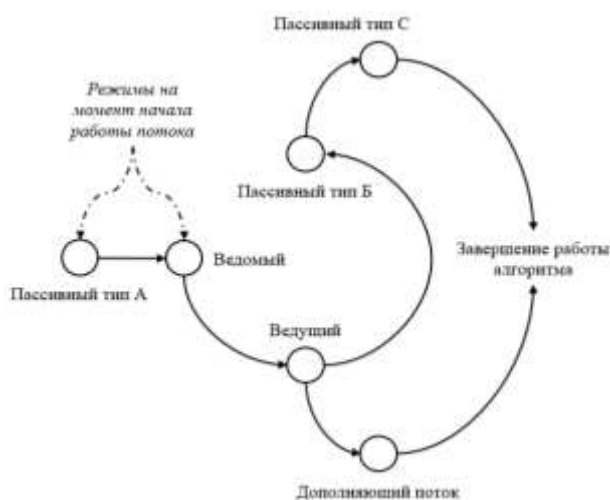


Рис. 3. Диаграмма переходов режимов потока

В ПБПА каждый поток рассчитывает блоки, находясь в одном из шести режимов: ведущий (master), ведомый (slave), дополняющий (compl), пассивный типа А (passiveA), пассивный типа В (passiveB) и пассивный типа С (passiveC). Для каждого режима определяется свой набор, диапазон уровней и порядок расчета принадлежащих потоку блоков. Диаграмма переходов потока из одного режима в другой показана на рис. 3. Алгоритм ПБПА формируется из алгоритмов работы режимов. Его начальное состояние устанавливается при инициализации. Параллельный расчет блоков потоками и взаимодействие потоков в ПБПА показаны на рис. 4 для матрицы блоков  $4 \times 4$ , вычисляемой на 2-х процессорах.

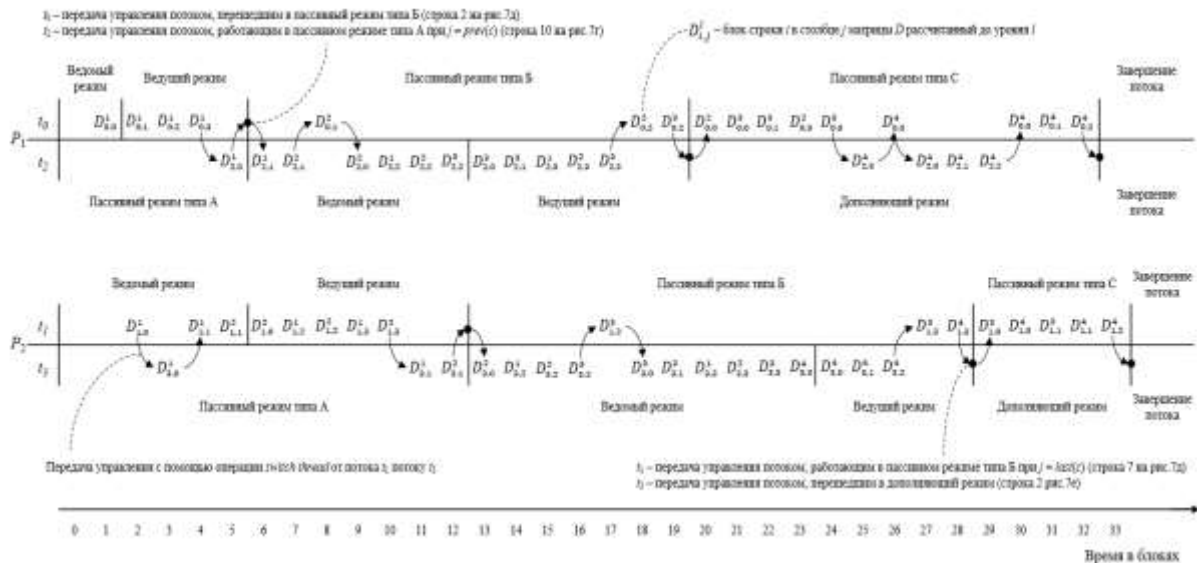


Рис. 4. Временная диаграмма работы ПБА на матрице блоков  $4 \times 4$  при использовании 2-х процессоров; единицей времени является время расчета одного блока на один уровень

Процесс развернут во времени, измеряемом в числе последовательно вычисленных блоков. На процессоре  $P_1$  работают потоки  $t_0, t_2$ , на процессоре  $P_2$  – потоки  $t_1, t_3$ . Потоки  $t_0, t_2$ , так же как и потоки  $t_1, t_3$ , выполняются взаимно последовательно. Пара потоков  $t_0, t_2$  работает параллельно с парой потоков  $t_1, t_3$ .

В БФУ любой блок может быть вычислен до уровня  $l$  строго после того, как все блоки матрицы  $D$  вычислены до уровня  $l-1$ . В работе [3] при разработке рекурсивного блочного алгоритма доказано, что в формуле (1) элемент  $d^{k+1}_{i,j}$  матрицы  $D$  может быть рассчитан через элементы  $d^k_{i,j}$ ,  $d^v_{i,k}$  и  $d^u_{k,j}$  корректно, если  $v \geq k$  и  $u \geq k$ . Многократно применяя это преобразование к вычислению блока  $D^{l}_{ij}$  через блок  $D^{l-1}_{ij}$  и блоки  $D^{l}_{i,l-1}$  и  $D^{l-1}_{l-1,j}$ , приходим к выводу о том, что последние два блока могут быть заменены на  $D^v_{i,l-1}$  и  $D^u_{l-1,j}$  корректно, если  $v \geq l$  и  $u \geq l$ . Это ослабление требований при построении ПБА использовано авторами для переупорядочения вычислений блоков для более эффективного распараллеливания потоков, увеличения загрузки процессоров и повышения локализации обращений к данным в кэш. Например, на рис. 4 поток  $t_0$  вычисляет блок  $D^2_{0,2}$  в момент времени 18 не через блок  $D^2_{1,2}$ , а через блок  $D^3_{1,2}$ .

Режим работы потока меняется с течением времени. Так поток  $t_0$  работает в ведомом режиме 1 единицу, в ведущем режиме – 4 единицы, в пассивном режиме типа Б – 14 единиц и в пассивном режиме типа С – 13 единиц времени. Передача управления по *switch thread* между потоками одного процессора показана на рис. 4 стрелками вниз и вверх. При получении управления поток выполняет пересчет назначенных на него блоков. Иногда, например, на процессоре  $P_1$  в моменты времени 5, 19, 32, передача управления нужна для смены режима работы другого потока. Формальное описание алгоритмов работы потока в шести режимах показано на рис. 5. В каждой группе всегда ровно один поток находится в ведущем, ведомом или дополняющем режиме, остальные потоки работают в пассивном режиме типа А, Б или С. Ведущему и ведомому режиму одного потока аккомпанируют пассивные режимы типа А и Б остальных потоков группы. Дополняющему режиму одного потока аккомпанируют пассивные режимы типа С остальных потоков группы. Первый поток каждой группы начинает работу в ведомом режиме, остальные потоки начинают работу в пассивном режиме типа А. Всегда за ведомым следует ведущий режим, который сменяется на пассивный режим типа Б и далее на пассивный режим типа С для не последних потоков группы. Последний поток группы переходит в дополняющий режим, в котором и завершает работу. Смена режимов потоков одной группы, работающих на одном процессоре, синхронизирована.



```

1. function master_thread_routine(c)
2.   for k = 0 to c-1 do
3.     calculate_block_auto(D,c,c,k)
4.     notify set Lc,k = c+1
5.   end for
6.   for j = c+1 to M-1 do
7.     for b = 0 to c-1 do
8.       wait for Lb,j = b+1
9.       calculate_block_auto(D,b,c,j)
10.    end for
11.    calculate_block_auto(D,c,c,j)
12.    notify set Lc,j = c+1
13.  end for
14.  if c ≠ first(c) then
15.    switch thread first(c) //passiveB
16.  end if
17.  if c ≠ last(c) then
18.    switch thread next(c) //passiveA
19.  end if
20.  if c = last(c) then
21.    complement_thread_routine(c)
22.  else
23.    passive_thread_routine_type_B(c)
24.  end if
25. end function
      a

1. function passive_thread_routine_type_A(c)
2.   var s = first(c)
3.   for j = 0 to prev(c) do
4.     for b = 0 to j do
5.       calculate_block_auto(D,b,c,j)
6.     end for
7.     if c ≠ last(c) then
8.       switch thread next(c) //passiveA
9.     else do
10.      switch thread s //master or slave
11.      if s = j then
12.        s = s+P
13.      endif
14.    end if
15.  end for
16.  slave_thread_routine(c)
17. end function
      z

1. function slave_thread_routine(c)
2.   var r = (c < P ? 0 : prev(c))
3.   for k = 0 to r do
4.     for b = k+1 to r-1 do
5.       wait for Lb,k = b+1
6.       calculate_block_auto(D,b,c,k)
7.     end for
8.   end for
9.   for m = (c < P ? 0 : r+1) to c-1 do
10.    for b = 0 to m do
11.      wait for Lb,m = b+1
12.      calculate_block_auto(D,b,c,m)
13.    end for
14.    if c ≠ first(c) then
15.      switch thread first(c) //passiveB
16.    end if
17.    if c ≠ last(c) then
18.      switch thread next(c) //passiveA
19.    end if
20.    for j = 0 to m-1 do
21.      wait for Lm,j = m+1
22.      calculate_block_auto(D,m,c,j)
23.    end for
24.  end for
25.  for b = 0 to c-1 do
26.    wait for Lb,c = b+1
27.    calculate_block_auto(D,b,c,c)
28.  end for
29.  calculate_block_auto(D,c,c,c)
30.  notify set Lc,c = c+1
31.  master_thread_routine(c)
32. end function
      б

1. function passive_thread_routine_type_B(c)
2.   switch thread next(c) //passiveA
3.   for j = c+1 to last(c) do
4.     for b = c+1 to j do
5.       calculate_block_auto(D,b,c,j)
6.     end for
7.     switch thread next(c)
8.   end for
9.   passive_thread_routine_type_C(c)
10. end function
      д

1. function complement_thread_routine(c)
2.   switch thread first(c) //passiveB
3.   for r = c+1 to M-1 do
4.     wait for Lr,r = r+1
5.     calculate_block_auto(D,r,c,r)
6.     switch thread first(c) //passiveC
7.     for x = 0 to r-1 do
8.       wait for Lr,x = r+1
9.       calculate_block_auto(D,r,c,x)
10.    end for
11.    for y = r+1 to M-1 do
12.      wait for Lc,y = r+1
13.      calculate_block_auto(D,r,c,y)
14.    end for
15.    switch thread first(c) //passiveC
16.  end for
17. end function
      e

1. function complement_thread_routine(c)
2.   switch thread first(c) //passiveB
3.   for r = c+1 to M-1 do
4.     wait for Lr,r = r+1
5.     calculate_block_auto(D,r,c,r)
6.     switch thread first(c) //passiveC
7.     for x = 0 to r-1 do
8.       wait for Lr,x = r+1
9.       calculate_block_auto(D,r,c,x)
10.    end for
11.    for y = r+1 to M-1 do
12.      wait for Lc,y = r+1
13.      calculate_block_auto(D,r,c,y)
14.    end for
15.    switch thread first(c) //passiveC
16.  end for
17. end function
      e

```

Рис. 5. Шесть режимов алгоритма работы потока: а – ведущий; б – ведомый; в – дополняющий; з – пассивный типа А; д – пассивный типа Б; е – пассивный типа С

Сравним между собой последовательный и два параллельных алгоритма: БФУ и ПБПА. Последовательный алгоритм рассчитывает блоки за  $4^3 = 64$  единиц времени при загрузке одного процессора в 100%. Идеальный параллельный алгоритм мог бы рассчитать 64 блока на 2-х процессорах за 32 единицы времени. Однако БФУ (рис. 1) выполняет 4 итерации, на каждой из которых вычисляется 16 блоков, причем первый блок вычисляется последовательно с остальными 15 блоками, которые рассчитываются параллельно-последовательно. Это требует 9 единиц времени на одной итерации и 36 единиц на 4-х итерациях. Загрузка оборудования у БФУ составляет 88,9%. Алгоритм ПБПА затратил 33 единицы времени (на 9,1% меньше чем БФУ), а загрузка оборудования оказалась высокой и составила 97%. Это говорит о значительном преимуществе ПБПА над БФУ в отношении организации параллелизма.

Для локализации обращений к данным принципиально важным является длительность  $\tau_{ij}$  интервала времени, на протяжении которого поток или процессор обращается к одному блоку  $D_{i,j}^l$ , рассчитываемому на разных уровнях  $l = 1, \dots, M$ . В алгоритме БФУ длительность интервала  $\tau_{ij} \geq M \times M \times (M-1) / P$  для каждого из блоков, в частности  $\tau_{ij} \geq 24$  для матрицы  $4 \times 4$  и 2-х процессоров. Алгоритм ПБПА дает меньший интервал для многих блоков. Например, вычисление блока  $D_{2,3}^1$  на четырех уровнях выполняется на интервале времени 15–25, при этом  $\tau_{2,3} = 11$ . На производительность ПБПА влияет число переключений между потоками по **switch thread**. Частые переключения могут замедлить работу алгоритма. Так для матрицы блоков  $4 \times 4$  было совершено 22 переключения по **switch thread** при общем числе вычислений блоков 64, что дает число переключений потоков на один вычисляемый блок  $\lambda = 0,34$ . Это значение  $\lambda$  достаточно большое, однако его отрицательное влияние на производительность ПБПА нивелируется большим размером  $B$  блока, расчет которого требует намного большего

процессорного времени по сравнению со временем реализации операции *switch thread*. Большие размеры блоков характерны для графов с большим числом  $N$  вершин при малом числе  $M$  блоков в строке матрицы  $D$ . Проведенные эксперименты показали, что с увеличением значения  $M$  значение  $\lambda$  быстро уменьшается, соответственно уменьшается отрицательное влияние переключений потоков по *switch thread* на производительность ПБПА. Так, при использовании 4-х процессоров значение  $\lambda = 0,1146$  для матрицы блоков  $12 \times 12$ . Оно уменьшается до  $\lambda = 0,0238$  для матрицы  $48 \times 48$  и становится незначительным  $\lambda = 0,0054$  для матрицы  $192 \times 192$ .

### Результаты и их обсуждение

Реализация БФУ выполнена на базе OpenMP [4] для организации высокоэффективного позадачного параллелизма (task-based). Реализация ПБПА выполнена на базе разработанных в [7] средств для управления, синхронизации и организации передачи управления между кооперативно выполняющимися потоками. Эксперименты проведены на 4-ядерной системе, построенной на базе процессора Intel(R) Core(TM) i5-3450 CPU с частотой 3,10 GHz, архитектура IvyBridge. Многоуровневая кэш память включает локальный уровень  $L1$  емкостью 256 КВ, локальный уровень  $L2$  емкостью 1,0 МВ и разделяемый уровень  $L3$  емкостью 6,0 МВ. Исполняемый код сгенерирован компилятором Intel Compiler 18, настроенным на оптимизацию под архитектуру IvyBridge и применение векторизации Intel AVX (Advanced Vectorization Extensions). Установлен максимальный уровень оптимизации программного кода посредством включения высокоуровневой оптимизации от Intel –  $OV3$  – High Level Optimization, при этом все опции настроены на максимальную производительность исследуемых программ.

Проведено экспериментальное исследование и сравнение двух алгоритмов: БФУ и ПБПА. В качестве входных данных использованы автоматически сгенерированные полные взвешенные графы размером 4800, 9600 и 14400 вершин. Достоинство такого решения состоит в том, что полные графы обеспечивают измерение параметров алгоритмов в условиях высокой нагрузки. Исходная матрица весов разделялась на блоки размером:  $25 \times 25$ ,  $50 \times 50$ ,  $100 \times 100$ ,  $120 \times 120$ ,  $150 \times 150$ ,  $200 \times 200$ ,  $300 \times 300$  и  $600 \times 600$  вершин.

Рис. 6 показывает характер зависимости времени выполнения от размера блока, который практически идентичен для обоих алгоритмов БФУ и ПБПА. Обе кривые имеют по два локальных минимума и одному локальному максимуму. Первый минимум связан с кэш  $L1$ , второй минимум – с кэш  $L2$ . Суть связи состоит в том, что как в БФУ, так и в ПБПА требуется для вычисления одного блока присутствие до трех исходных блоков в быстрой памяти верхнего уровня. При размере одного блока  $120 \times 120$ , который для типа long C++ размерностью 4 байта занимает 56 КВ в кэш памяти, три блока занимают 169 КВ. Этот размер приближается к емкости  $L1$  в 256 КВ, но не превышает ее, что гарантирует отсутствие активизации обмена данными между  $L1$  и  $L2$  в процессе вычисления целевого блока и обуславливает наличие первого локального минимума. В этой точке БФУ израсходовал 6,784 с, а ПБПА – 5,606 с процессорного времени. При размере одного блока  $250 \times 250$ , который занимает 244 КВ кэш памяти, три блока занимают 733 КВ. Этот размер приближается к емкости  $L2$  в 1 МВ, но не превышает ее, что гарантирует отсутствие активизации обмена данными между  $L2$  и  $L3$  и обуславливает появление второго локального минимума. При близком размере блока  $200 \times 200$ , БФУ израсходовал 7,028 с, а ПБПА израсходовал 6,301 с процессорного времени. Локальный максимум, расположенный между двумя минимумами, обусловлен тем, что, начиная с некоторого размера блока,  $L1$  не вмещает одновременно три блока, при этом интенсивность обмена между  $L1$  и  $L2$  начинает возрастать, а время выполнения БФУ и ПБПА увеличивается до 7,503 с и 6,900 с соответственно. Начиная с размера блока  $150 \times 150$ , и до размера  $250 \times 250$  решающим фактором является способность  $L2$  вместить три блока, при этом время выполнения алгоритмов снова падает. Возрастание времени для малых и для больших размеров блоков (края графиков) обусловлено разными причинами. В первом случае возрастающее время тратится на учащающиеся переходы между потоками и переходы

между вычислениями разных блоков. Во втором случае время тратится на учащающуюся доставку данных из  $L3$  в  $L2$  и далее в  $L1$  из-за неспособности  $L1$  и  $L2$  разместить три блока.

Превосходство предлагаемого ПБПА над известным БФУ убедительно показывает рис. 7. ПБПА сокращает время выполнения по сравнению с БФУ на всех трех размерах графов (4800, 9600 и 14400 вершин) и на всех восьми размерах блока. Выигрыш составил от 0,99 % до 21,80 %. Главным фактором успеха явилась способность ПБПА загружать ядра процессора близко к 100 %. Это подтверждается графиками загрузки четырех ядер, показанными на рис. 8. Другим фактором явилась локализация использования данных ядрами процессора и сокращение обращений к разделяемой памяти третьего уровня  $L3$  благодаря возможности изменения порядка расчета блоков алгоритмом ПБПА. Следует отметить, что при размере блока меньше  $300 \times 300$  алгоритм ПБПА дает почти одно и то же ускорение при разных размерах графа. Это позволяет использовать графы небольшого размера для нахождения наилучшего размера блока для каждой конкретной архитектуры вычислительной системы.

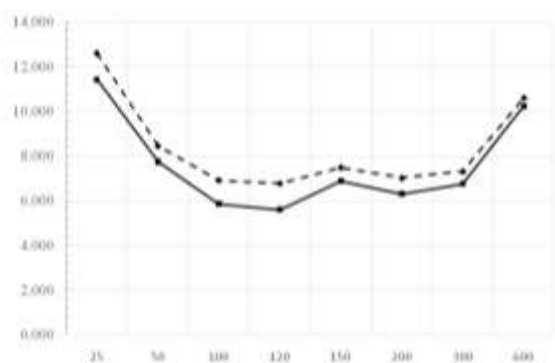


Рис. 6. Зависимость времени работы БФУ (пунктирная) и ПБПА (сплошная) от размера блока для графа 4800

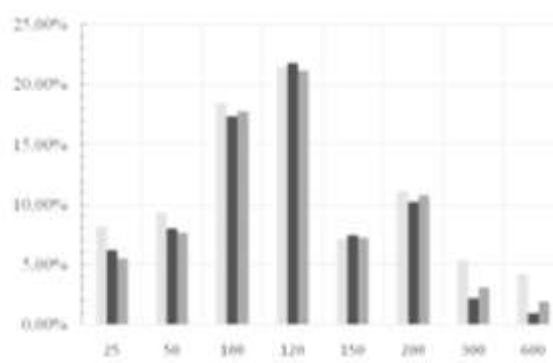


Рис. 7. Сокращение времени работы ПБПА по сравнению с БФУ в зависимости от размера блока

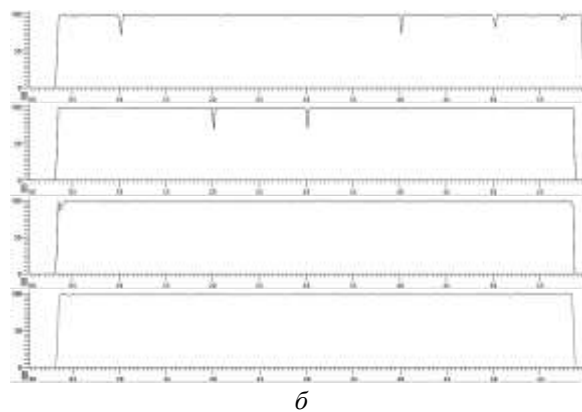
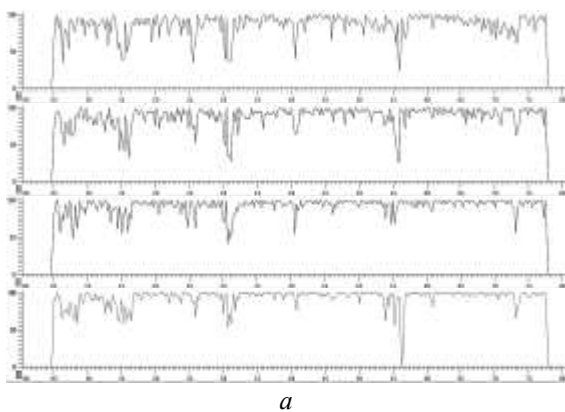


Рис. 8. Графики загруженности четырех ядер процессора алгоритмами: а – БФУ; б – ПБПА для графа из 4800 вершин

### Заключение

Предложен быстрый потоковый блочно-параллельный алгоритм поиска кратчайших путей между всеми парами вершин графа. Он локализует данные и вычисления внутри потоков и ядер и изменяет порядок вычисления блоков по сравнению с известным блочным алгоритмом Флойда-Уоршелла. Алгоритм увеличивает загрузку ядер, сокращает обмен данными между кэш памятью ядер и между уровнями иерархической памяти, уменьшает время поиска кратчайших путей. Он реализован на базе кооперативной модели и усовершенствованного планировщика выполнения потоков. Потоки одного процессора взаимодействуют посредством операций передачи управления друг другу согласно заранее разработанной схеме, потоки разных процессоров синхронизируются с минимальными слотами ожидания данных.

## Список литературы

1. Floyd R.W. Algorithm 97: Shortest path // Communications of the ACM. 1962. № 5(6). P. 345.
2. Venkataraman G., Sahni S., Mukhopadhyaya S. A Blocked All-Pairs Shortest Paths Algorithm // Journal of Experimental Algorithmics (JEA). 2003. Vol. 8. P. 857–874.
3. Park J.S., Penner M., Prasanna V.K. Optimizing graph algorithms for improved cache performance // IEEE Trans. on Parallel and Distributed Systems. 2004. № 15 (9). P. 769–782.
4. Albalawi E., Thulasiraman P., Thulasiram R. Task Level Parallelization of All Pair Shortest Path Algorithm in OpenMP 3.0 // 2<sup>nd</sup> International Conference on Advances in Computer Science and Engineering (CSE 2013). Los Angeles, CA, July 1–2, 2013. P. 109–112.
5. Прихожий А.А., Карасик О.Н. Разнородный блочный алгоритм поиска кратчайших путей между всеми парами вершин графа // Системный анализ и прикладная информатика. 2017. № 3. С. 68–75.
6. Synthesis and Optimization of Pipelines for HW Implementations of Dataflow Programs / A. Prihozhy [et al.] // IEEE Trans. on CAD of Integrated Circuits and Systems. 2015. Vol. 34, No. 10. P. 1613–1626.
7. Прихожий А.А., Карасик О.Н. Кооперативная модель оптимизации выполнения потоков на многоядерной системе // Системный анализ и прикладная информатика. 2014. № 4. С. 13–20.

## References

1. Floyd R.W. Algorithm 97: Shortest path // Communications of the ACM. 1962. № 5(6). P. 345.
2. Venkataraman G., Sahni S., Mukhopadhyaya S. A Blocked All-Pairs Shortest Paths Algorithm // Journal of Experimental Algorithmics (JEA). 2003. Vol. 8. P. 857–874.
3. Park J.S., Penner M., Prasanna V.K. Optimizing graph algorithms for improved cache performance // IEEE Trans. on Parallel and Distributed Systems. 2004. № 15 (9). P. 769–782.
4. Albalawi E., Thulasiraman P., Thulasiram R. Task Level Parallelization of All Pair Shortest Path Algorithm in OpenMP 3.0 // 2<sup>nd</sup> International Conference on Advances in Computer Science and Engineering (CSE 2013). Los Angeles, CA, July 1–2, 2013. P. 109–112.
5. Prihozhiy A.A., Karasik O.N. Raznorodnyy blochnyy algoritm poiska kratchajshih putej mezhdu vsemi parami vershin grafa // Sistemnyy analiz i prikladnaya informatika. 2017. № 3. S. 68–75. (in Russ.)
6. Synthesis and Optimization of Pipelines for HW Implementations of Dataflow Programs / A. Prihozhy [et al.] // IEEE Trans. on CAD of Integrated Circuits and Systems. 2015. Vol. 34, No. 10. P. 1613–1626.
7. Prihozhiy A.A., Karasik O.N. Kooperativnaya model' optimizacii vypolnenija potokov na mnogojadernoj sisteme // Sistemnyy analiz i prikladnaya informatika. 2014. № 4. S. 13–20. (in Russ.)

### Сведения об авторах

Прихожий А.А., д.т.н., профессор, профессор кафедры программного обеспечения информационных технологий и автоматизированных систем Белорусского национального технического университета.

Карасик О.Н., аспирант кафедры программного обеспечения вычислительной техники и автоматизированных систем Белорусского национального технического университета.

### Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,  
г. Минск, пр. Независимости, 65,  
Белорусский национальный  
технический университет  
тел. +375-44-765-94-86;  
e-mail: prihozhy@yahoo.com  
Прихожий Анатолий Алексеевич

### Information about the authors

Prihozhy A.A., D.Sci, professor, professor of software information technologies and automated systems department of Belarusian national technical university.

Karasik O.N., PG student of software of computer facilities and the automated systems department of Belarusian national technical university.

### Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, Nezavisimosti ave., 65,  
Belarusian national  
technical university  
tel. + 375-44-765-94-86;  
e-mail: prihozhy@yahoo.com  
Prihozhy Anatoly Alekseevich

UDC 004.94:629.07

## END TO END LEARNING FOR A DRIVING SIMULATOR

V.F. ALEXEEV, A.I. STARAVOITAU, G.A. PISKUN, D.V. LIKHACHEUSKI

*Belarusian state university of informatics and radioelectronics, Republic of Belarus*

*Submitted 1 March 2018*

**Abstract.** Convolutional network approach is utilized for training an end-to-end model that would let a car drive itself around the track in a driving simulator by predicting steering angles based on the simulated camera data.

*Keywords:* machine learning, computer vision, convolutional network, end-to-end learning, Keras.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 85-91**

**End to end learning for a driving simulator**

**V.F. Alexeev, A.I. Staravoitau, G.A. Piskun, D.V. Likhacheuski**

### Introduction

Convolutional networks became fairly popular recently and are mainly used for pattern recognition these days after their breakthrough with ImageNet [1]. Their area of application, however, is not limited to image classification, as described in the Nvidia paper [2], where authors trained a convolutional network based model that managed to learn the entire processing pipeline needed to steer an automobile. The authors based their research on a Defence Advanced Research Projects Agency (DARPA) seedling project known as DARPA Autonomous Vehicle (DAVE), where training data included video from two cameras coupled with left and right steering commands from a human operator [3].

A similar, although very simplified approach is applied here in order to train a convolutions based model that would ultimately learn to steer a car in a driving simulator. The fact that a simulator is used here obviously adds additional constraints on the data, therefore making it only relevant in a context of the said virtual driving simulator; nevertheless it would be a good illustration of various techniques for designing, training and regularizing machine learning model based on convolutional network, and of a range of tasks that could be achieved with a relatively simple architecture.

### Dataset

Data has been collected using a slightly modified open-source driving simulator recently released by Udacity [4]. The version used in this project allows retrieving simulated data from three front-facing cameras that record frames sequences as if they were mounted on the vehicle. It also allows recording vehicle steering angles for collecting training data and supplying steering angles in a vehicle control pipeline for testing.

The described driving simulator has two different tracks. One of them was used for collecting training data, and the other one – never seen by the model – as a substitute for test set. Essentially, both tracks allow the same set of controls and provide the same data, albeit different landscapes and overall mapping, variations of curvature and slope, etc. Driving simulator also comes with a set of tools for supplying driving instructions into the simulator in real time from a trained Keras model.

The driving simulator would save frames from three front-facing «cameras», recording data from the car's point of view, as well as various driving statistics like throttle, speed and steering angle. Camera data is going to be used as model input, and then model is expected to predict the steering angle in the  $[-1; 1]$  range.

A dataset containing approximately one hour worth of driving data was collected around one of the given tracks. This would contain both driving in «smooth» mode (staying right in the middle of the road for the whole lap), and «recovery» mode (letting the car drive off centre and then interfering to steer it back in the middle). While the «smooth» mode allows the model to learn the overall high-level strategy when the car is in the middle of the road, «recovery» mode would embrace edge cases for when the car needs to manoeuvre and there is a risk of going off track. This would teach the model how to recover from a poor position or orientation.

Just as one would expect, resulting dataset was extremely unbalanced and had a lot of examples with steering angles close to 0 (e. g. when the wheel is «at rest» and not steering while driving in a straight line). Small angles were then rejected prior augmenting the data, thinking that those  $< 0.05$  angles that would appear in the dataset as a result of using side cameras wouldn't perturb distribution of angles significantly.

A designated random sampling was applied, which ensured that the data is as balanced across steering angles as possible. This process included splitting steering angles into  $n$  bins and using at most 200 frames for each bin. Histogram of the resulting dataset looks fairly balanced across most «popular» steering angles (Fig. 1).

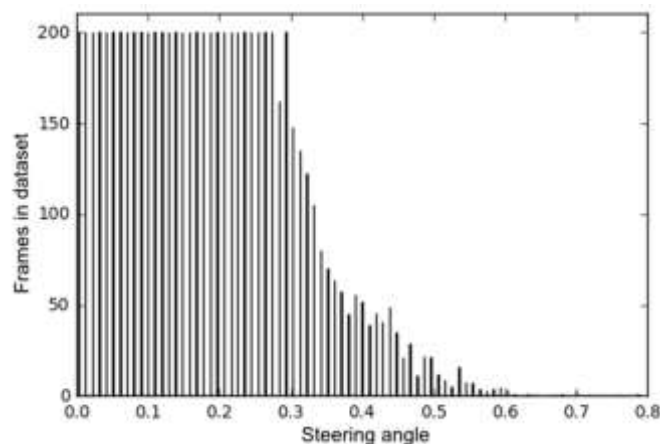


Fig. 1. Training dataset histogram

Mind that dataset balancing will be applied across absolute values, thinking that after applying augmentation horizontal flip both positive and negative steering angles will be used for each frame anyway. The dataset was balanced before augmentation, so there was no need to reject small angles afterwards. One shouldn't expect augmentation to change distribution significantly for additional balancing to be necessary.

Ideally, dataset should be balanced across all steering angles, of course. However, this would require a significant amount of training data, and should not be the bottleneck for this particular model performance on the test set, which essentially another track, previously unseen by the model. As noted earlier, number of examples in each bin is capped at 200, so that model does not become biased towards going straight ahead (e.g. predicting a steering angle of 0), instead of staying on the road.

The number 200 was chosen empirically, analysing collected data across various steering angles, and mainly making sure that examples are equally distributed across most popular angles that model is expected to predict in most cases, i.e. in the  $[-0.3; 0.3]$  range.

### Data augmentation

After balancing approximately one hour worth of driving data the collected dataset contained 7,698 sample frames, which most likely wouldn't be enough for the model to generalize well. However, there are a couple of augmentation tricks that can extend a dataset significantly.

Along with each sample simulator provides frames from 3 camera positions: left, center and right. Although only central camera will be used while driving, one can still use left and right cameras data during training after applying steering angle correction, increasing number of examples by a factor of 3. Steering correction is applied when using frames from side cameras, and after trying

a couple of different values  $\pm 0.25$  seemed to perform best, not causing the car to oscillate too much and still providing expected recovery.

For every batch half of the frames is flipped horizontally and has the sign of the steering angle changed (or, more specifically, each frame is flipped with a probability of 0.5), thus yet increasing number of examples by a factor of 2. This is a very common technique, and could also be used in classification tasks, not only in regression. Quite often one either expects a classification model to predict the same class for a flipped input image, or as some other specific class. Thus, flipping image horizontally (and, in some tasks, vertically) could also increase number of training classification examples by a factor of 2 (or even 4).

Image is then cropped during pre-processing removing top and bottom parts, which are insignificant for training objective; furthermore, choosing the amount of frame to crop at random should increase the ability of the model to generalize. Analysing the frames retrieved from driving simulator, those are  $160 \times 320$  images, and the hood of the car takes bottom 20 pixels, the road ends exactly 60 pixels from the top. Random variation is applied to these parameters as a part of augmentation pipeline, for the model to generalize better in cases when the car is going up or down the hills. If the frames contained landscape or car hood, it could make it way harder for the model to generalize: for instance, it could start picking up wrong patterns, not crucial for predicting steering angles.

Additionally, a random vertical «shadow» is added to frames by decreasing brightness of a frame slice, hoping to make the model invariant to actual shadows on the road. To provide some more reasoning regarding why shadows were added, there are some distinct features of the road that might not be present throughout whole training track, but that would be nevertheless very useful as training input for the model to generalize well. One of such features is a shadow of surrounding landscape, most likely it won't be well represented in the balanced and normalized training. After all, trying to balance a dataset across every distinct feature would be quite a challenging task; therefore, some of those features are simulated manually, as a part of data augmentation pipeline applied to the training dataset.

After applying said augmentation pipeline to the dataset each frame is pre-processed by cropping top and bottom of the image and resizing to a shape the model expects (vector of shape (32, 128, 3), RGB pixel intensities of a  $32 \times 128$  image). The resizing operation also takes care of scaling pixel values to [0, 1]. As mentioned earlier, insignificant parts of frames are cropped out, parts that would otherwise encourage the model to learn false patterns.

Data preparation step is essentially trying to cut out any insignificant features from the input data (think hood of the car, or surrounding landscape); or, alternatively, make insignificant features that can't be simply removed represented in wider number of training examples (think shadows), so that their presence does not seem useful for the model while learning, and so that it prevents the model from finding false patterns in data.

To make a better sense of it, let's consider an example of a single recorded frame sample that results in 16 training samples by using frames from all three cameras and applying aforementioned augmentation pipeline. This single example includes three original images retrieved from the simulator, taken with three cameras located on the front of the vehicle (left, center and right), which are then transformed into 16 augmented and pre-processed training samples (Fig. 2).



Fig. 2. Original frames of a single dataset sample

Augmentation pipeline is applied using a Keras generator, which lets applying it in real-time on CPU while the most computationally expensive operation of backpropagation is performed on GPU (Fig. 3).

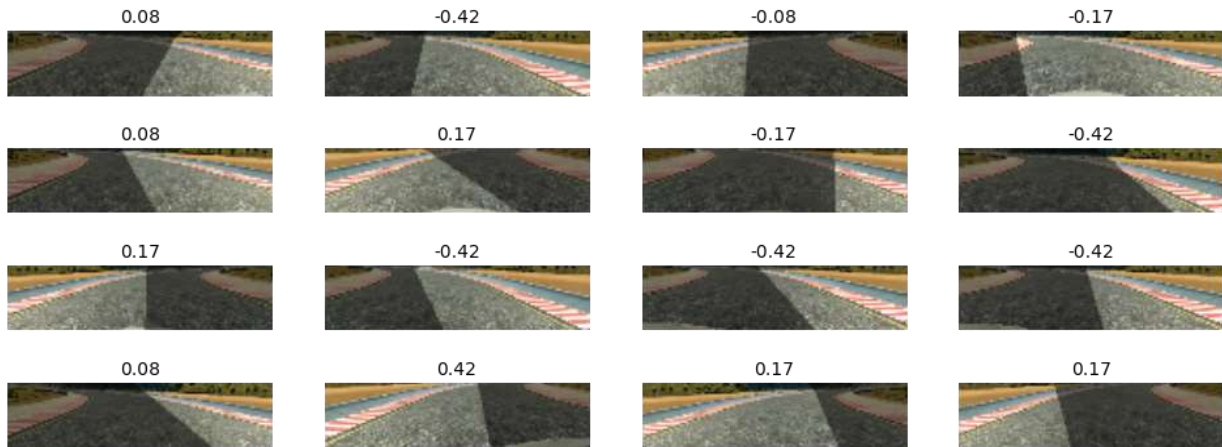


Fig. 3. Augmented and pre-processed frames based on the sample in Fig. 2

### Model

Model architecture evolved from the model described in the Nvidia paper [2, p. 5], which was gradually simplified and optimized while making sure it still performed well on both tracks. It was clear one wouldn't need that complicated model, as the dataset in question is way simpler and much more constrained than the one Nvidia team had to deal with when running their model.

Initially, model had 5 convolutional layers and 3 fully connected layers (Fig. 4). It then was gradually simplified by continuously removing layers and decreasing dimensionality (and therefore number of trainable parameters), until the model's performance started decreasing. In fact, there was a boost in performance on the test track at some point, as the model started generalising better with simpler architecture. Eventually model converged to a fairly simple architecture with 3 convolutional layers and 3 fully connected layers of the following dimensions.

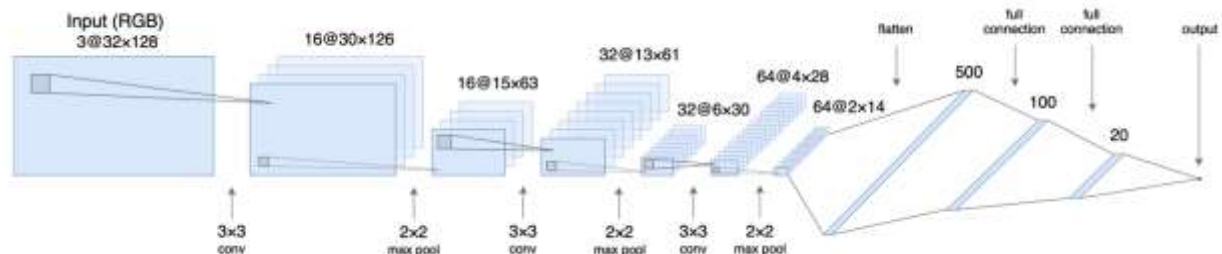


Fig. 4. Model architecture

The technique for architecture and training is similar to the one described in Nvidia paper [2, p. 4], training the weights of the network to minimize the mean squared error between the steering angle output by the network and the angle recorded during data collection in the driving simulator. The network consists of 6 layers: 3 convolutional layers and 3 fully connected layers, all 6 have fairly low dimensionality, especially compared to the original model in Nvidia paper [2, p. 5].

The convolutional layers were designed to perform feature extraction and were chosen empirically through a series of experiments that varied layer configurations, eventually landing on using a non-strided convolution with a 3x3 kernel size.

In general, convolutional networks were inspired by biological processes [8] in which the connectivity pattern between neurons is inspired by the organization of the animal visual cortex. Individual cortical neurons respond to stimuli only in a restricted region of the visual field known as the receptive field. The receptive fields of different neurons partially overlap such that they cover the entire visual field. In a neural network based model convolutional layers apply a convolution operation to the input, passing the result to the next layer, e. g. convolution emulates the response of an individual neuron to visual stimuli.



When it comes to visualizing learned weights, one should typically expect a convolutional layer to contain filters that can detect very basic pixel patterns, like edges and lines. These basic filters are then used by subsequent layers as building bricks to construct detectors of more complicated patterns and figures.

Three convolutional layers with three fully connected layers lead to an output angle value which is essentially a steering command for the simulator. Neurons in a fully connected layer have connections to all activations in the previous layer, as seen in regular neural networks. Their activations can hence be computed with a matrix multiplication followed by a bias offset.

The fully connected layers are designed to function as a controller for steering, but by training the system end-to-end, it is not possible to make a clean break between which parts of the network function primarily as feature extractor and which serve as controller.

Rectified linear unit (ReLU) incorporating rectifier [6] is used as activation function in the convolutional layers. With strong biological motivations and mathematical justifications rectifier activation function has been used in convolutional networks more effectively than the widely used logistic sigmoid and yield equal or better performance than its more practical counterpart, the hyperbolic tangent.

Another important concept of convolutional networks is pooling [7], which is a form of non-linear down-sampling. There are several non-linear functions to implement pooling; the most common one was used here (max pooling), which seems to perform best in practice [7, p. 8], and which is conveniently implemented in Keras. It partitions the input image into a set of non-overlapping rectangles and, for each such subregion, outputs the maximum. The intuition is that the exact location of a feature is less important than its rough location relative to other features. The pooling layer serves to progressively reduce the spatial size of the representation, to reduce the number of parameters and amount of computation in the network, and hence to also control overfitting. As pooling operation also provides another form of translation invariance, a pooling layer has been added after each convolutional layer.

The pooling layer operates independently on every depth slice of the input and resizes it spatially. The most common form of a pooling layer is used, with filters of size  $2 \times 2$  applied with a stride of 2. This setup effectively downsamples slices in the input at every depth by 2 along both width and height, discarding 75 % of the activations.

This model can be very briefly encoded in Python with Keras (Fig. 5).

```
from keras import models
from keras.layers import core, convolutional, pooling

model = models.Sequential()
model.add(convolutional.Convolution2D(16, 3, 3, input_shape=(32, 128, 3),
activation='relu'))
model.add(pooling.MaxPooling2D(pool_size=(2, 2)))
model.add(convolutional.Convolution2D(32, 3, 3, activation='relu'))
model.add(pooling.MaxPooling2D(pool_size=(2, 2)))
model.add(convolutional.Convolution2D(64, 3, 3, activation='relu'))
model.add(pooling.MaxPooling2D(pool_size=(2, 2)))
model.add(core.Flatten())
model.add(core.Dense(500, activation='relu'))
model.add(core.Dense(100, activation='relu'))
model.add(core.Dense(20, activation='relu'))
model.add(core.Dense(1))
```

Fig. 5. Listing. Model code

Keras with TensorFlow backend was used here, which is considered a high-level machine learning framework, but has proven to be more than enough for this particular task. It implements all required algorithms and functions, allows various training and regularization techniques, as well as works alongside toolset supplied with virtual driving simulator in question.

### Regularization

This particular problem should not require any sophisticated regularization given the constraints on the data that a virtual driving simulator implies. Data augmentation and dropout helped the model to generalize enough to drive on a previously unseen track.

It's important to remember to get the model to train nicely and overfit first, then start regularizing. Using this approach, one could first keep training the model till it starts overfitting the training dataset: in this particular case, it was performing better and better on the first training track, where the data was collected, and was performing rather poorly on the test track.

As discussed previously, data augmentation is a common technique for increasing number of training examples without collecting more data. It is also useful for regularizing, as augmentation also helps improving useful feature representation. There is usually a significant amount of useless and misleading information in the training data, and as arbitrary model would try to detect any patterns it could find, it is a crucial step to try and minimize presence of those misleading pieces of information, or make it hard to draw any conclusions from it by flooding it randomly in a reasonable number of training examples. Quite often data augmentation can have a significant impact on the model performance, especially when you have a general idea of which features could be useful, and which may only confuse the model. In this case it's fairly obvious that a trained model should predict a steering angle based only on the road curvature, and that it shouldn't draw any conclusions from shadows on the road, position of the hood of the car or surrounding landscape.

Dropout, on the other hand, is also a popular regularization technique that works amazingly well, and will most likely drastically improve generalization of the model. Normally one may only want to apply dropout to fully connected layers, as shared weights in convolutional layers are good regularizers themselves. There was a slight improvement in performance when using a dropout on dense layers, thus dropout has been added on 2 out of 3 dense layers to prevent overfitting, and the model proved to generalize quite well.

### **Training**

The model was trained using a stochastic gradient-based optimizer with a learning rate of  $10^{-4}$  and mean squared error as a loss function. 20 % of the training data was used for validation (which means that only used 6.158 out of 7.698 frames were used for training), and the model seems to perform quite well after training for 20 epochs.

A variation of early stopping was used, which involved monitoring training and validation losses, saving model weights after every training epoch. Validation error must then be analyzed and the training process must be stopped manually once validation error stops improving over a reasonable number of epochs. Eventually, the weights from the epoch with the lowest validation loss were used, as noted earlier this would typically happen after 20–30 epochs.

Both formal and informal metrics were used for benchmarking model performance. Formal would include minimizing calculated loss during the training process. Informal means letting the car drive around both tracks (training and test one) by using model's steering instructions, and checking if it goes off the road or behaves unnaturally: for instance, starts oscillating or ignores track turns in some specific conditions.

Keras implementation of Adam optimizer [5, p. 1] was used, a method for efficient stochastic optimization that only requires first-order gradients with little memory requirement. The method computes individual adaptive learning rates for different parameters from estimates of first and second moments of the gradients; the name Adam is derived from adaptive moment estimation.

### **Results**

The described model performs well, and the car manages to drive just fine on both tracks pretty much endlessly, e. g. without driving off the track without any external intervention. It rarely goes off the middle of the road both on the track it was trained on and a previously unseen track.

Clearly, this is a very basic example of end-to-end learning for self-driving cars. But nevertheless, even considering all limitations of training and validating solely on a virtual driving simulator, it should give an understanding of what a relatively simple convolutional network is capable of. In this case, the model managed to learn the entire task of road following solely «by example», e. g. by looking at a relatively small dataset of the ground truth driving data. Most importantly, it didn't expect any explicit instructions or decomposition of tasks, like road detection, path planning and controls.

## References

1. Krizhevsky A., Sutskever I., Hinton G.E. Imagenet classification with deep convolutional neural networks. Advances in Neural Information Processing Systems. Curran Associates, Inc., 2012. P. 1097–1105.
2. End to end learning for self-driving cars / M. Bojarski [et al.]. 2016. arXiv preprint arXiv:1604.07316.
3. Net-Scale Technologies, Inc. Autonomous off-road vehicle control using end-to-end learning, July 2004. Final technical report [Electronic resource]. – URL: <http://net-scale.com/doc/net-scale-dave-report.pdf> (access date: 01.03.2018).
4. Udacity Inc., Udacity's Self-Driving Car Simulator, GitHub repository [Electronic resource]. – URL: <https://github.com/udacity/self-driving-car-sim> (access date: 01.03.2018).
5. Diederik P.K., Jimmy B.A. A Method for Stochastic Optimization. 2017. arXiv preprint arXiv:1412.6980v9.
6. Glorot X., Bordes A., Bengio Y. Deep sparse rectifier neural networks. AISTATS [Electronic resource]. – URL: <http://jmlr.org/proceedings/papers/v15/glorot11a/glorot11a.pdf> (access date: 01.03.2018).
7. Scherer D., Müller A.C., Behnke S. Evaluation of Pooling Operations in Convolutional Architectures for Object Recognition // 20th International Conference «Artificial Neural Networks (ICANN)». Thessaloniki, Greece, 2010. P. 92–101.
8. Subject independent facial expression recognition with robust face detection using a convolutional neural network / Matusugu M. [et al.]. Neural Networks. 2003. № 16 (5). P. 555–559.

## Information about the authors

Alexeev V.F., PhD, associate professor, associate professor of information and computer systems design department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Staravoitau A.I., master student of information and computer systems design department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Piskun G.A., PhD, associate professor, associate professor of information and computer systems design department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Likhacheuski D.V., PhD, dean of the computer design department of the Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

## Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka st., 6,  
Belarusian state university of informatics and radioelectronics  
tel. +44-794-297-06-86;  
e-mail: alex.staravoitau@gmail.com  
Staravoitau Aliaksei Iharavich

УДК 303.094.7

## ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧЕТЫРЕХПРЕССОВОЙ ЛИНИИ ШТАМПОВКИ ДЕТАЛЕЙ

С.В. ЛУКЬЯНЕЦ<sup>1</sup>, С.В. СНИСАРЕНКО<sup>1</sup>, М.А. ЛИШАЙ<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

<sup>2</sup>ОАО «МАЗ», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 23 марта 2018

**Аннотация.** Разработан алгоритм имитационного моделирования автоматизированной четырехпрессовой линии штамповки деталей, выполнен компьютерный эксперимент, получены характеристики линии. Даны рекомендации по повышению эффективности производства и безопасности труда работников.

**Ключевые слова:** модернизация линии, алгоритм моделирования, коэффициент загрузки работников и оборудования, производительность.

**Abstract.** The algorithm of the imitation simulation of the automated four-press line of details' stamping is developed. The computer experiment is executed. Characteristics of the line depending on the size of details' party are received. Recommendations how to improve the efficiency of production and workers' safety are given.

**Keywords:** production line modernization, imitation modelling, optimizations algorithm, workers and equipment utilization factor, productivity.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 92-97**

**Simulation modeling of parts stamping line with four presses**

**S.V. Lukyanets, S.V. Snisarenko, M.A. Lishay**

### Введение

При модернизации традиционного штамповочного производства на таких предприятиях, как ОАО «МАЗ», необходимо учитывать его особенности. К ним относятся недостаток свободных производственных площадей, трудности замены основного оборудования, наличие ручного небезопасного труда, значительные временные затраты на установку и снятие оснастки, а также на перемещение грузов. В этих условиях для повышения гибкости, эффективности и безопасности производства целесообразно проведение частичной модернизации существующей линии путем рациональной организации процесса штамповки, а также замены основных операторов, обслуживающих прессы, роботами-манипуляторами. При этом сохраняются порядок расположения прессов, кран как средство доставки на склад и со склада материальных ценностей (штампов, тары под детали, тары с деталями), способ замены оснастки с помощью бригады работников. В данном исследовании использован применявшийся в [1] подход. Установление количественных зависимостей выполнено с привлечением средств имитационного моделирования [2].

### Компоновочная схема линии

Компоновочная схема линии показана на рис. 1. Здесь приняты следующие обозначения: 1 – склад; 2 – кран; 3 – позиция загрузки готовых деталей в тару; 4 – модуль

предварительной подготовки заготовок; 5 – позиция подачи заготовок в линию; 6, 7, 8, 9 – кривошипные холодноштамповочные прессы модели SE2-315; 13, 14, 15, 16, 17 – промышленные роботы (далее – роботы) модели IRB 6660 130/3.1 фирмы ABB; 10 – передающая лента; 11 – оператор; 12 – приемочная платформа.

Работа линии осуществляется в следующем порядке. Кран доставляет штампы к прессам и тару под готовые детали. Бригада работников по мере доставки штампов устанавливает их в прессы. Когда оборудование готово, первая заготовка поступает из модуля 4 (в моделировании последовательность происходящих в модуле процессов не учитывается) на позицию 5. Робот 13 перемещает эту заготовку в пресс 6, после штамповки в котором робот 14 перемещает деталь к роботу 7. Далее функционируют роботы 14, 15, 16, перемещая деталь соответственно в прессы 7, 8 и 9. Робот 17 перемещает готовую деталь на ленту 10, и она направляет эту деталь на приемочную платформу 12. Оператор 11 загружает деталь в тару на позицию 3.

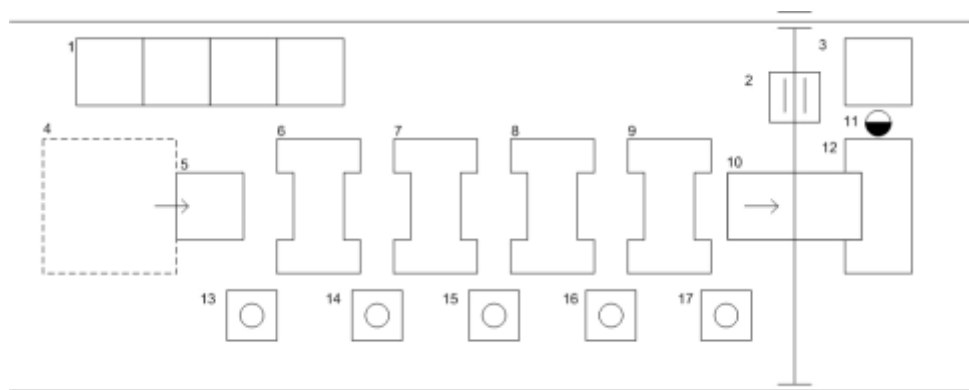


Рис. 1. Компоновочная схема линии

Вторая заготовка поступает на позицию 5 после освобождения робота 13 и далее в линию, согласно изложенному порядку. Если после окончания обработки партии деталей их размер меньше размера тары под детали, кран перемещает эту тару на склад, бригада снимает штампы, кран перемещает их на склад. Цикл обработки всей партии закончен.

Если же размер партии деталей превышает размер тары под детали, то кран по мере заполнения тары отвозит ее на склад, доставляет на позицию 3 пустую тару под детали, и процесс продолжается до полной обработки всей партии деталей, повторяя в конце цикла последовательность действий предыдущего случая.

### Алгоритм моделирования

Алгоритм моделирования работы линии изображен на рис. 2. Принятые обозначения: *KRAN* – кран, *BRIG* – бригада, *PRESS* – пресс, *ROB* – робот, *OPER* – оператор;  $x1$  – текущее количество деталей в таре,  $npart$  – количество деталей в партии,  $n\$det$  – текущее количество отштампованных деталей,  $ntar$  – емкость тары.

Представленный алгоритм относится к случаю, когда  $npart \geq ntar$ , при этом принято, что размер партии деталей кратен емкости тары. Блоки 1, 3, 4, 6, 7, 9, 10, 12, 13, 15, 17 соответствуют фазе подготовки линии к работе; блоки 2, 5, 8, 11, 14, 16, 18, 20, 23, 26, 29, 31 – работе линии в режиме непосредственной штамповки деталей; блоки 33, 34, 36, 38, 39, 40, 41 – определению действий в зависимости от заполняемости тары и количества деталей на выходе линии; блоки 19, 21, 22, 24, 25, 27, 28, 30, 32, 35, 37, 42, 43 – фазе окончания работы линии при завершении штамповки всей партии деталей. В случае, когда  $npart < ntar$ , в блоке 36 выполняется сравнение  $x1$  с размером  $npart$ , т. е.  $x1 = npart$ . В остальном алгоритм совпадает с приведенным.

Прерывистые линии в схеме алгоритма показывают, что транзакты (детали) не направляются по обратным связям, а лишь отражают продолжение соответствующих процессов.

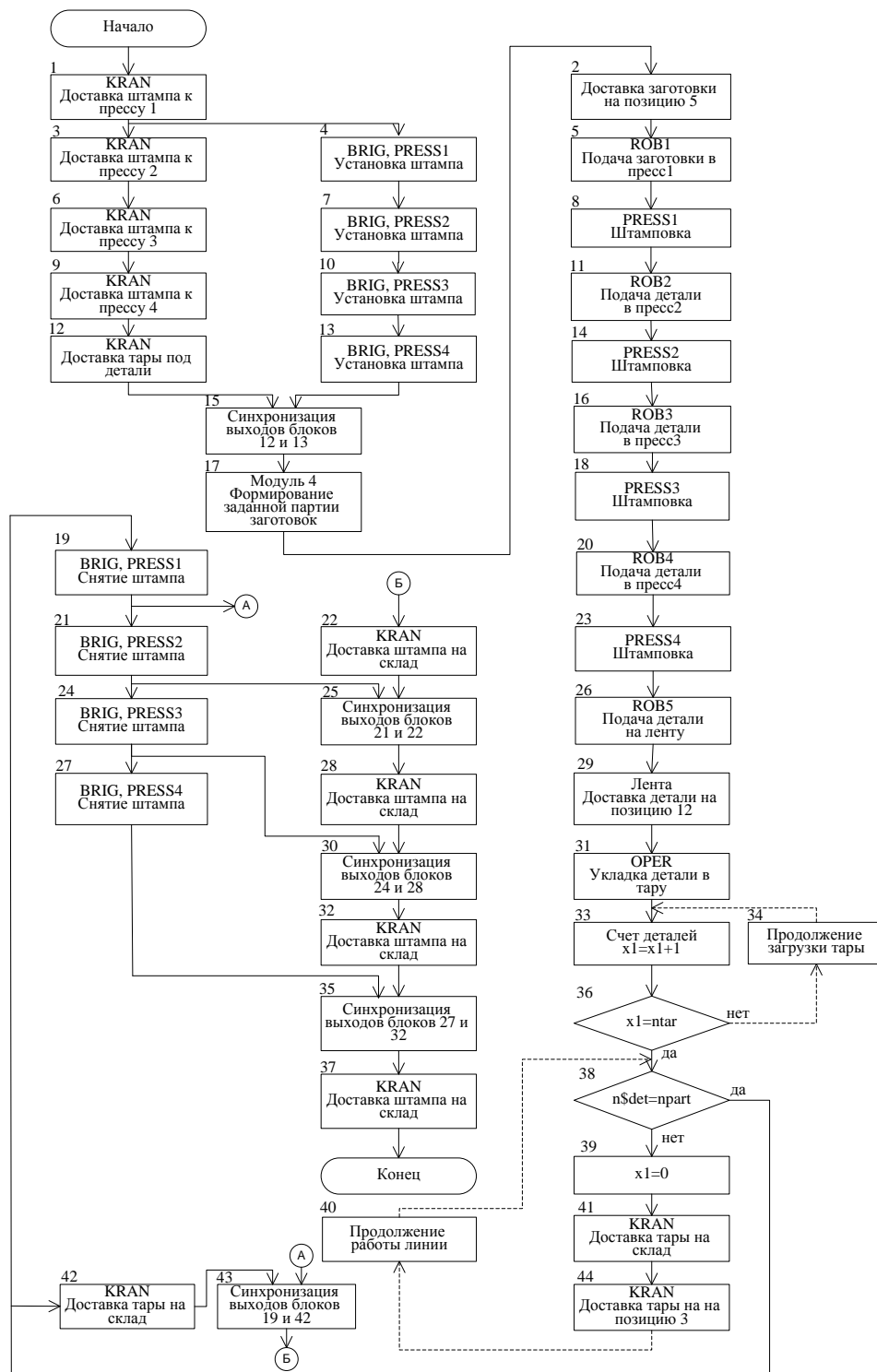


Рис. 2. Схема алгоритма моделирования работы линии

### Программа и результаты моделирования

Исходные данные для моделирования приведены в табл. 1. В ней использованы характеристики реальной линии штамповки для деталей типа «Поддон». В соответствии с представленным алгоритмом и исходными данными разработана программа на языке моделирования GPSS. Фрагменты кода программы для некоторых фаз алгоритма приведены на рис. 3.

Таблица 1. Исходные данные

Параметр/ ед. изм.	Значение
Время установки/ снятия штампа, с	3000±300
Время доставки краном одного груза, с	300±30
Время штамповки одной детали каждым прессом, с	3,8±0,2
Время доставки одной заготовки на позицию 5, с	6
Время доставки одной детали лентой, с	6
Время работы каждого робота на одной операции, с	2,9±0,2
Время работы оператора на одной операции, с	3,5±0,5
Размер тары, шт	100; 200; 400
Размер партии деталей, шт	200; 400; 800; 1200; 4000; 8000; 12000; 16000; 20000; 24000; 28000; 32000

; формирование заданной партии заготовок, доставка заготовки на позицию 5 и работа первого прессы

```

blok17      split      (npart-1), blok2
blok2       advance 6
            seize      ROB1
            advance 2.9,0.2
            release    ROB1
            seize      PRESS1
            advance 3.8,0.2
            release    PRESS1
    
```

; укладка деталей в тару и определение дальнейшего порядка работы линии (блоки 36, 38 и 39)

```

det         release    OPER
            savevalue 1+,1
            test e     x1, ntar,abc;abc – метка любого блока terminate
            test e     n$det,npart,blok39
            transfer   ,blok19_42 ;blok19_42 – метка оператора расщепления
blok39      savevalue 1,0
    
```

Рис. 3. Фрагменты кода программы

Реализация блока синхронизации 15 осуществлена путем применения оператора *logic s 1* после блока 12 и оператора *gate ls 1* после блока 13. По такому принципу реализованы и остальные блоки синхронизации. Работа линии моделировалась в течение 10 дней при трехсменном режиме и коэффициенте использования рабочего времени 0,95. На основе результатов моделирования работы линии при емкости тары в 100 единиц установлено, что к крану (блок 41) образуется большая очередь, а это недопустимо из-за отсутствия дополнительной площади для хранения большого количества тары с деталями и соответствующей организации процесса хранения. Установлено, что эта очередь образуется при  $ntar \leq 120$ . В дальнейших исследованиях использованы значения  $ntar = 200$  и  $ntar = 400$ .

Объем выпуска деталей  $N$  определялся количеством партий (номенклатурой деталей) и размером каждой партии, а номенклатура деталей за плановый период – исходя из времени, затраченного на выпуск каждой партии. Полученные зависимости объема выпуска и номенклатуры деталей от размера партий (рис. 4) показали, что наибольшая производительность линии обеспечивается при  $npar \geq 16000$  деталей (номенклатура изделий менее 10).

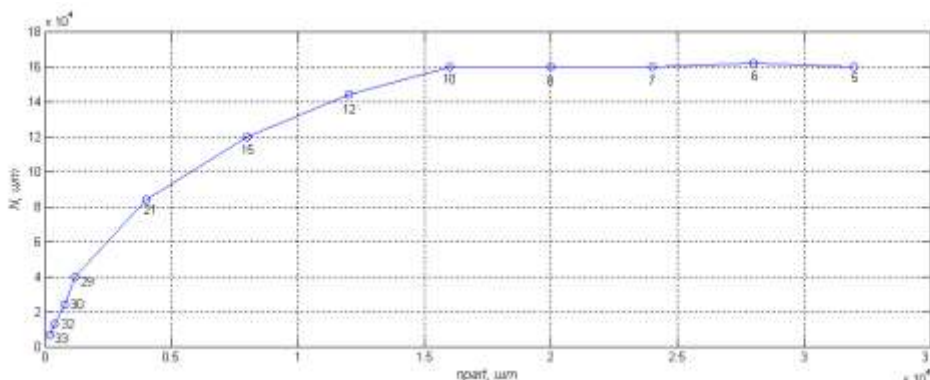


Рис. 4. Зависимости производительности и номенклатуры деталей (цифры на кривой) от размера партий

Зависимости коэффициентов загрузки каждого пресса  $K_{Z.PRESS}$  и крана  $K_{Z.KRAN}$  от размера партий деталей приведены на рис. 5. Они показывают, что величины  $K_{Z.KRAN}$  при различных значениях емкости тары существенно различаются. При этом  $K_{Z.PRESS}$  не зависит от емкости тары под детали.

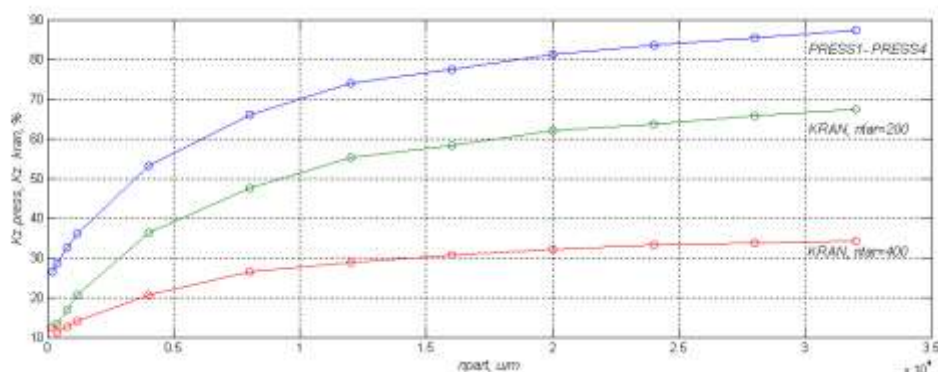


Рис. 5. Зависимости коэффициентов загрузки прессов и крана от размера партий

Из рис. 6 следует, что коэффициент загрузки бригады  $K_{Z.BRIG}$  уменьшается с ростом  $npart$  и не зависит от емкости тары. С увеличением размера партий коэффициенты загрузки каждого робота и оператора не зависят от емкости тары и возрастают, достигая при этом 64 и 77 % соответственно. Для уменьшения загрузки работников можно использовать нескольких операторов.

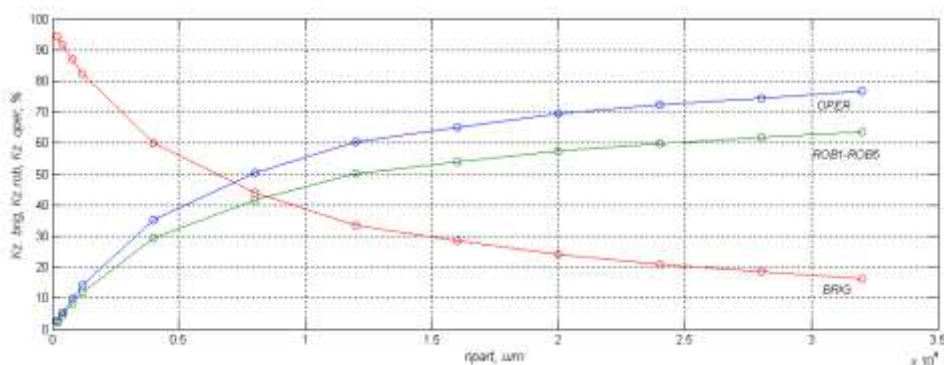


Рис. 6. Зависимости коэффициентов загрузки бригады, роботов и оператора от размера партий

### Заключение

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод о том, что замена операторов роботами-манипуляторами увеличивает максимальную производительность линии и при этом существенно повышает безопасность труда работников. При размерах партий деталей от 8000 до 32000 шт. производительность роботизированной линии по сравнению с исходной возрастает в 2–2,5 раза. При меньших размерах партий этот рост ниже ввиду большого удельного времени на переоснащение прессов. Установленные в данном исследовании зависимости могут быть использованы для оценки характеристик линии при выборе режимов ее функционирования.

### Список литературы

1. Лукьянец С.В., Павлова А.В. Имитационное моделирование гибкого участка штамповки деталей из листа // Докл. БГУИР. 2008. № 2 (32). С. 105–110.
2. Боев В.Д. Моделирование систем. Инструментальные средства GPSS World. СПб., 2004. 368 с.

### References

1. Luk'janec S.V., Pavlova A.V. Imitacionnoe modelirovanie gibkogo uchastka shtampovki detalej iz lista // Dokl. BGUIR. 2008. № 2 (32). S. 105–110. (in Russ.)
2. Boev V.D. Modelirovanie sistem. Instrumental'nye sredstva GPSS World. SPb., 2004. 368 s. (in Russ.)



### **Сведения об авторах**

Лукьянец С.В., к.т.н., профессор, профессор кафедры систем управления Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Снисаренко С.В., старший преподаватель кафедры систем управления Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Лишай М.А., мастер прессового цеха ОАО «МАЗ».

### **Адрес для корреспонденции**

220013, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,  
Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники  
тел. +375-17-293-86-02;  
e-mail: kafsu@bsuir.by  
Кафедра систем управления

### **Information about the authors**

Lukianets S.V., PhD, professor, professor of department of control systems of Belarusian state university of infomatics and radioelectronics.

Snisarenko S.V., senior lecturer of department of control systems of Belarusian state university of infomatics and radioelectronics.

Lishay M.A., master of line of details' stamping OJSC «MAZ».

### **Address for correspondence**

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka st., 6,  
Belarusian state university  
of infomatics and radioelectronics  
tel. +375-17-293-88-38;  
e-mail: kafsu@bsuir.by  
Department of control systems

УДК 621.391.26

## ПРОСТОЙ МЕТОД РАСЧЕТА ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБОК ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ ПО ОБОБЩЕННОМУ КАНАЛУ СВЯЗИ

В.П. ТУЗЛУКОВ

*Белорусская государственная академия авиации, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 29 ноября 2017*

**Аннотация.** В настоящей работе проводится исследование качественных характеристик, в частности, вероятности ошибок, при передаче цифровых сигналов по обобщенному каналу связи с замираниями, используя технологию суммирования дифференциально взвешенных сигналов каждого канала и оценивая параметры канала связи, искаженные помехами. Предполагается, что оценки параметров канала связи искажаются помехой, представляющей собой комплексную гауссовскую случайную величину. Выражение для среднего значения вероятности ошибок определяется в виде простого интеграла, подынтегральное выражение которого содержит производящую функцию моментов нормализованного отношения сигнал/помеха, соответствующую идеальному суммированию дифференциально взвешенных сигналов каждого канала. Примеры иллюстрируют эффективность полученного выражения для среднего значения вероятности ошибок при различных условиях и разных плотностях распределения вероятностей замираний в канале связи при возможной корреляции между разнесенными каналами приема сигналов.

*Ключевые слова:* обобщенный канал связи с замираниями, оценка мощности помехи в канале связи, вероятность ошибок.

**Abstract.** The performance of binary signaling on generalized fading channels with maximal ratio combining (MRC) and imperfect channel estimates is studied. It is assumed that estimates of the communication channel parameters are distorted by interference, which is a complex Gaussian random variable. An expression for the average probability of error is provided in the form of a simple single integral which involves the moment generating function of the normalized signal-to-noise ratio corresponding to the case of ideal MRC. Various examples demonstrate the usefulness of the derived expression under various fading conditions with different distributions and with a possible correlation between the diversity branches.

*Keywords:* generalized fading channels, noisy channel estimate, error probability.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 98-105**  
**Simple definition of error probability at binary signaling over generalized channels**  
**V.P. Tuzlukov**

### Введение

Известно, что суммирование дифференциально взвешенных сигналов каждого канала является оптимальной процедурой при разнесенном приеме сигналов в условиях аддитивно белого гауссовского шума, максимизируя отношение сигнал/помеха на выходе сумматора приемника [1]. Оценивание параметров разнесенных каналов связи является одним из основных требований для функционирования системы в полном объеме при использовании суммирования дифференциально взвешенных сигналов каждого канала. Необходимо дать количественную характеристику воздействия мощности помехи в канале связи на вероятность ошибок приема цифровых сигналов при использовании суммирования дифференциально взвешенных сигналов каждого канала для экономически целесообразного и эффективного проектирования системы связи. В научной литературе появилось несколько работ,

фокусирующих внимание на характеристики суммирования дифференциально взвешенных сигналов каждого канала при определении оценки мощности помехи в канале связи. Например, в [2, 3] представлена вероятность ошибок при суммировании дифференциально взвешенных сигналов каждого канала при наличии управляющего сигнала (пилот-сигнал), который не коррелирован с информационным сигналом, передаваемым по разнесенным каналам связи с независимыми и идентично распределенными рэлеевскими замираниями. Выражение для вероятности ошибок при адаптивном приеме  $M$ -фазовых сигналов, передаваемых по каналу связи с независимыми и идентично распределенными рэлеевскими замираниями при различных процедурах определения параметров канала связи, искаженных помехами, было получено в [4, 5]. Выражение для плотности распределения вероятностей отношения сигнал/помеха на выходе сумматора дифференциально взвешенных сигналов каждого канала весовых функций ошибок, обусловленных гауссовской помехой в канале связи при независимых и идентично распределенных рэлеевских замираниях в разнесенных каналах связи, было получено в [6, 7]. В [8] исследуется вероятность ошибки при передаче цифровых сигналов, используя процедуры линейного сложения разнесенных сигналов. В [9, 10] вероятность ошибки при суммировании дифференциально взвешенных сигналов каждого канала анализировалась, используя характеристическую функцию эрмитовых квадратичных форм, содержащих комплексные гауссовские случайные переменные, при передаче цифровых сигналов по каналам связи с коррелированными рэлеевскими замираниями при наличии искажений параметров канала связи, обусловленных воздействием помехи. Исследования в [2–10] основываются на предположении, что индивидуальные замирания по амплитуде распределены в соответствии с рэлеевским законом распределения плотности вероятностей. Фактическая плотность распределения вероятностей замираний амплитуды, зависящая от параметров канала связи, может отличаться от рэлеевской плотности распределения вероятностей [1]. В настоящей работе используется простой метод оценивания вероятности ошибок при передаче цифровых сигналов с двоичной фазовой модуляцией по обобщенному каналу связи при наличии замираний на основе суммирования дифференциально взвешенных сигналов по каждому разнесенному каналу и оценку мощности помехи в канале связи. Идея, изложенная в настоящей работе, основана на результатах, полученных в [11, 12], где анализировалась помехозащищенность при многоканальном приеме инвариантных к временному сдвигу цифровых сигналов, и вероятность ошибок была определена в [13, 14] в упрощенном виде, используя  $Q$ -функцию и функцию Бесселя. Используя альтернативное представление функции Бесселя [1], возможно получить подынтегральное выражение в простой форме для среднего значения вероятности ошибки, содержащее производящую функцию моментов для отношения сигнал/помеха, соответствующего идеальной процедуре суммирования дифференциально взвешенных сигналов каждого канала. Как показало численное моделирование, полученные результаты можно использовать при наличии произвольного распределения плотности вероятностей замираний в канале связи и возможной корреляции между каналами при разнесенном приеме сигналов.

### Модель системы

Обозначим  $S \in \{-1, +1\}$  как сигнал с двоичной фазовой модуляцией, передаваемый по  $L$  разнесенным каналам с медленными замираниями. Сигнал, полученный по  $l$ -му разнесенному каналу после согласованной фильтрации, имеет вид

$$X_l = S\sqrt{E_d}g_l + n_l, \quad l = 1, \dots, L, \quad (1)$$

где  $E_d$  – средняя энергия на символ;  $g_l$  – комплексный коэффициент, характеризующий замирания в канале связи;  $n_l$  – осесимметричная комплексная гауссовская случайная величина с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma_n^2 = E[n_l^2]$ . Отметим, что случайная величина  $\{g_l\}$  может быть распределена в соответствии с любым законом распределения плотности вероятностей с различными моментами второго порядка и возможной корреляцией между ними. Сигнал, транслируемый по каналу связи, может быть представлен в виде

$$Y_l = k g_l + w_l, \quad l=1, \dots, L, \quad (2)$$

где  $w_l$  – осесимметричная комплексная гауссовская случайная величина с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma_w^2 = E[w_l^2]$  и  $k \geq 0$ , которая является постоянной, зависимой от используемой методики передачи информации. Предполагается, что случайная величина  $w_l$  не зависит от  $g_l$  и  $n_l$ , что удовлетворяется при использовании управляющего сигнала в системе связи. Например, в [2, 3] использовался управляющий сигнал для отслеживания замираний в информационном канале. Модель (2) рассматривалась в [4, 5], модель гауссовской ошибки при определении весовой функции помехи – в [6, 7]. Если  $k = \sqrt{E_d}$  и  $\sigma_w^2 = 0,5\sigma_n^2$ , получаем модель системы передачи цифровых сигналов с дифференциально фазоразностной модуляцией.

### Анализ вероятности ошибок

Полагаем, что передается сигнал  $S=+1$ . Вероятность ошибок при суммировании дифференциально взвешенных сигналов каждого канала может быть представлена в следующем виде:

$$\bar{P}_{error} = P\left\{\operatorname{Re}\left[\sum_{l=1}^L X_l Y_l^*\right] < 0\right\} = P\left\{\sum_{l=1}^L (X_l Y_l^* + X_l^* Y_l) < 0\right\}, \quad (3)$$

где \* означает комплексно сопряженную операцию. Поскольку распределения плотности вероятностей для случайных величин, характеризующих комплексные замирания в канале связи, не были заданы, плотности распределения вероятностей случайных величин  $X_l$  и  $Y_l$  неизвестны. Случайные величины  $\{X_l\}$  и  $\{Y_l\}$ , обусловленные на множестве  $\mathcal{G} = \{g_l\}, l=1, \dots, L$ , являются независимыми комплексными гауссовскими переменными, первый и второй моменты которых определяются следующим образом:

$$m_X^{(l)} = E[X_l] = \sqrt{E_d} g_l; \quad m_Y^{(l)} = E[Y_l] = k g_l; \quad m_{XY}^{(l)} = 0,5E[(X_l - m_X^{(l)})(Y_l - m_Y^{(l)})^*]; \quad (4)$$

$$[\sigma_X^{(l)}]^2 = 0,5E[|X_l - m_X^{(l)}|^2] = \sigma_w^2 = 0,5\sigma_n^2; \quad [\sigma_Y^{(l)}]^2 = 0,5E[|Y_l - m_Y^{(l)}|^2] = \sigma_w^2 = 0,5\sigma_n^2. \quad (5)$$

Определим выражение для вероятности ошибок, которая обусловлена на множестве  $\mathcal{G}$ . Усреднение вероятности ошибок по совместной статистике  $\{g_l\}$  дает среднее значение вероятности ошибок. Выражение для вероятности ошибок (3), обусловленное на множестве  $\mathcal{G}$ , хорошо изучено в литературе [13–15]. Используя результаты, представленные в [15], получаем:

$$v = \frac{1}{\sigma_X^{(l)} \sigma_Y^{(l)}} = \frac{1}{\sqrt{\sigma_n^2 \sigma_w^2}}; \quad (6)$$

$$\alpha_{1,l} = 2[|m_X^{(l)}|^2 (\sigma_Y^{(l)})^2 + |m_Y^{(l)}|^2 (\sigma_X^{(l)})^2] = (2E_d \sigma_w^2 + k \sigma_n^2) |g_l|^2; \quad (7)$$

$$\alpha_{2,l} = m_X^{(l)} (m_X^{(l)})^* + m_Y^{(l)} (m_Y^{(l)})^* = 2\sqrt{E_d} k |g_l|^2; \quad (8)$$

$$\alpha_1 = \sum_{l=1}^L \alpha_{1,l} = 2(E_d \sigma_w^2 + k^2 \sigma_n^2) \sum_{l=1}^L |g_l|^2; \quad \alpha_2 = \sum_{l=1}^L \alpha_{2,l} = 2\sqrt{E_d} k \sum_{l=1}^L |g_l|^2; \quad (9)$$

$$a = \sqrt{\frac{v(\alpha_1 v - \alpha_2)}{2}} = \sqrt{E_d \frac{2\sigma_w^2}{\sigma_n^2} - k} \sqrt{\frac{1}{4\sigma_w^2} \sum_{l=1}^L |g_l|^2}; \quad (10)$$

$$b = \sqrt{\frac{v(\alpha_1 v + \alpha_2)}{2}} = \left[ \sqrt{E_d \frac{2\sigma_w^2}{\sigma_n^2} + k} \right] \sqrt{\frac{1}{4\sigma_w^2} \sum_{l=1}^L |g_l|^2}. \quad (11)$$

Используя (6)–(11), условная вероятность ошибок может быть представлена в виде [13, 14]:

$$\bar{P}_{error}(\mathcal{G}) = Q_1(a, b) - 0,5I_0(a, b) \exp\{-0,5(a^2 + b^2)\} + \exp\{-0,5(a^2 + b^2)\} \sum_{n=1}^{L-1} I_n(ab) \{(b/a)^n - (a/b)^n\} \frac{1}{2^{2L-1}} \sum_{k=0}^{L-1-n} \binom{2L-1}{k}. \quad (12)$$

$$Q_1(a,b) = \int_{x=b}^{\infty} x \exp\{-0,5(x^2 + a^2)\} I_0(ax) dx \quad (13)$$

есть функция Маркума или  $Q$ -функция первого порядка [15] и  $I_n(ax)$  – модифицированная функция Бесселя первого рода  $n$ -го порядка. Определим следующие параметры:

$$\gamma = \sum_{l=1}^L |g_l|^2; \quad a_0 = \frac{\sqrt{2E_d \sigma_w^2 / \sigma_n^2} - k}{\sqrt{4\sigma_w^2}}; \quad b_0 = \frac{\sqrt{2E_d \sigma_w^2 / \sigma_n^2} + k}{\sqrt{4\sigma_w^2}} \quad (14)$$

для усреднения условной вероятности ошибок по множеству  $\mathcal{G}$ . Отметим, что отношение  $\xi = a/b = a_0/b_0$  не является случайной величиной и меньше единицы. Также отметим, что условная вероятность ошибок (12) является функцией по множеству  $\mathcal{G}$  только вследствие случайного характера величины  $\gamma$ , где  $\gamma$  – нормализованное отношение сигнал/помеха на выходе идеального сумматора дифференциально взвешенных сигналов каждого канала. Подобный подход значительно упрощает окончательное выражение для вероятности ошибок

$$\bar{P}_{error} = E[P_{error}(\mathcal{G})]. \quad (15)$$

Для случая  $a < b$  или  $\xi < 1$ , мы можем записать альтернативное представление условной вероятности ошибок (12) в следующей форме [1]:

$$\bar{P}_{error}(\mathcal{G}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{f(\theta, \xi)}{1 + 2\xi \sin\theta + \xi^2} \exp\{-0,5b^2(1 + 2\xi \sin\theta + \xi^2)\} d\theta, \quad (16)$$

$$f(\theta, \xi) = \frac{1}{2^{2L-1}} \sum_{l=1}^L \binom{2L-1}{L-1} \left\{ (\xi^{-(l-1)} - \xi^{(l+1)}) \cos[(l-1)(\theta + 0,5\pi)] + (\xi^{-(l-2)} - \xi^l) \cos[l(\theta + 0,5\pi)] \right\}. \quad (17)$$

Поскольку  $\xi = a_0/b_0$ , единственной случайной величиной в (16) является  $b$  в показателе экспоненты в подынтегральном выражении. В результате подстановки  $b = b_0 \sqrt{\gamma}$  и определения математического ожидания в (13) относительно  $\gamma$ , средняя вероятность ошибок на бит при суммировании дифференциально взвешенных сигналов каждого канала по  $L$  каналам может быть представлена в следующем виде:

$$\bar{P}_{error} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{f(\theta, \xi)}{1 + 2\xi \sin\theta + \xi^2} \mathcal{M}_{\gamma}\{-0,5b_0(1 + 2\xi \sin\theta + \xi^2)\} d\theta. \quad (18)$$

$$\mathcal{M}_Z(s) = E[\exp(sZ)] \quad (19)$$

является производящей функцией моментов случайной величины  $Z$ .

Из (15) следует, что для определения среднего значения вероятности ошибок необходима только производящая функция моментов на выходе идеального сумматора дифференциально взвешенных сигналов каждого канала для получения коэффициента ошибок при передаче цифровых сигналов при оценке параметров канала связи с погрешностью, обусловленной воздействием помехи. Заметим, что (19) справедливо только при  $\xi < 1$  и при конечных значениях  $a_0$  и/или  $b_0$ , что удовлетворяется любой практической схемой для определения параметров канала связи. Представляет интерес рассмотреть случай  $\xi = 1$ , который встречается при  $k = 0$ , когда имеем полную оценку мощности помехи в канале связи. Для определения вероятности ошибки при  $\xi = 1$  сначала отметим, что выражение под знаком суммирования в (16) очень близко к нулю по своему значению. Используя для (16) следующее равенство [1]:

$$Q_1(a,a) = 0,5[1 + \exp(-a^2)I_0(a^2)], \quad (20)$$

получаем

$$P_{error}(\mathcal{G}) = 0,5, \quad (21)$$

т. е. средняя вероятность ошибок при полной оценке мощности помехи в канале связи равна 0,5, что согласуется с нашими интуитивными предположениями. Полагаем  $k = \sqrt{E_d}$  и  $\sigma_w^2 = 0,5\sigma_n^2$ , что справедливо, как упоминалось ранее, при обработке сигналов

с дифференциально фазоразностной модуляцией (BDPSK). При этом мы имеем  $a_0 = 0$  и, следовательно,  $\xi = 0$ . Отмечая, что  $I_n(0) = 0$  при  $n \neq 0$ , из (12) видно, что средняя вероятность ошибок (15) может быть представлена в виде

$$\bar{P}_{error}^{BDPSK} = 0,5 \mathcal{M}_\gamma(-E_d/\sigma_n^2), \quad (22)$$

совпадая с хорошо известным результатом [1].

### Обсуждение результатов

Рассмотрим случай, когда число разнесенных каналов равно 3, т. е.  $L=3$ . Замирания в каждом канале распределены в соответствии с законом Накагами. Предполагая, что средняя мощность замираний каждого канала разнесенного приема соизмерима с единицей, плотность распределения вероятностей для отношения сигнал/помеха  $\gamma_i$  на каждый  $i$ -й канал разнесенного приема,  $i = \{1,2,3\}$ , может быть представлена в виде [16]

$$f_{\gamma_i}(x) = \frac{m_i^{m_i}}{\Gamma(m_i)} \exp(-m_i x) x^{m_i-1}, \quad x \geq 0 \quad (23)$$

где  $m_i$  – параметр распределения Накагами на каждый  $i$ -й канал разнесенного приема. Предполагая независимость между каналами разнесенного приема, производящая функция моментов для отношения сигнал/помеха  $\gamma$

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = E\{\exp[-s(\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3)]\} \quad (24)$$

может быть представлена в виде

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \prod_{i=1}^3 \left( \frac{m_i}{m_i - s} \right)^{m_i}. \quad (25)$$

Предположим, что  $m_1 = 0,5; m_2 = 1,0; m_3 = 5$ . Оценим среднюю вероятность ошибок при различных значениях коэффициента канала связи. Отметим, что меньшие значения  $m$  соответствуют увеличению интенсивности замираний в канале связи. Для простоты, во всех численных примерах полагаем  $k=1$ . На рис. 1 представлены результаты, из которых видно, что большая дисперсия ошибки оценивания коэффициентов канала связи приводит к ухудшению характеристики. Коэффициент ошибок при передаче двоичных данных при  $E_d/\sigma_n^2 \rightarrow \infty$  стремится к постоянной величине (эффект насыщения).

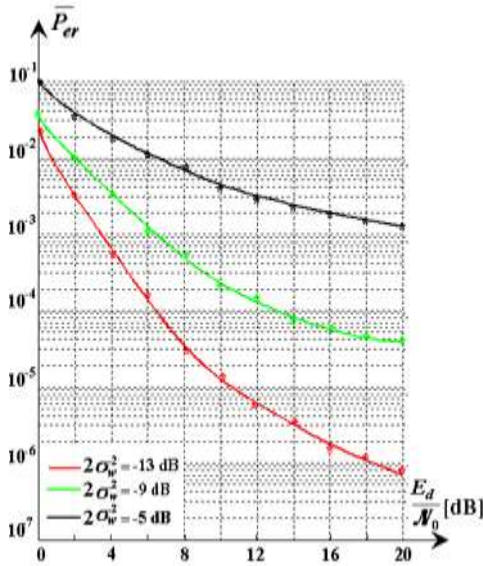


Рис. 1. Средняя вероятность ошибок при замираниях Накагами;  $L=3$ ;  $m_1 = 0,5; m_2 = 1,0; m_3 = 5$ ;  $E_d/\mathcal{N}_0^\circ$  – отношение сигнал/помеха;  $\sigma_w^2$  – дисперсия помехи в канале связи

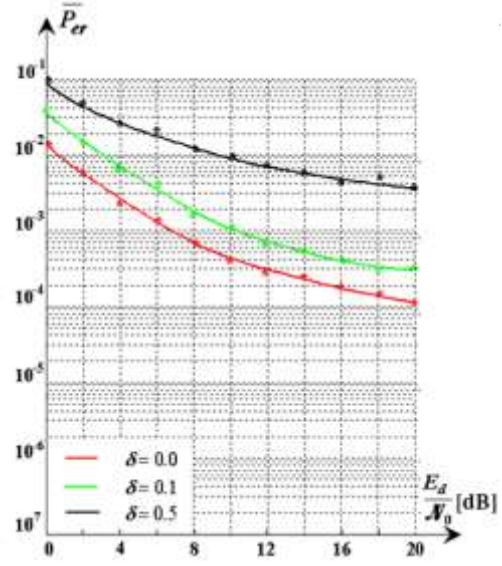


Рис. 2. Средняя вероятность ошибок при независимых рэлеевских замираниях;  $\delta \in \{0, 0, 0, 1, 0, 5\}$   $L=5$ ;  $E_d/\mathcal{N}_0^\circ$  – отношение сигнал/помеха;  $\sigma_w^2$  – дисперсия помехи в канале связи

На рис. 2 представлены результаты при  $L=5$ , т.е. существует пять каналов при разнесенном приеме сигналов с независимыми рэлеевскими замираниями с экспоненциальным затуханием. Определяя  $\Omega_l = E[\gamma_l]$ , выбираем  $\Omega_1 = 1$  и

$$\Omega_l = \Omega_1 \exp[-\delta(l-1)] \quad , \quad l = 2, \dots, 5, \quad (26)$$

где  $\delta$  также известно, как и параметр затухания. Тогда производящая функция моментов отношения сигнал/помеха на выходе суммирующего устройства может быть представлена как

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \prod_{i=1}^3 \frac{1}{1 - s\Omega_i}^{m_i} \quad . \quad (27)$$

Дисперсия ошибки оценивания коэффициентов канала связи выбирается равной  $-5$  дБ. Из рис. 2 видно, что значительные потери вероятности ошибки на символ будут обусловлены высокими значениями дисперсии параметров канала связи при больших значениях профиля интенсивности экспоненциального затухания при приеме сигналов по разнесенным каналам связи. Также отметим потери порядка 2 дБ в отношении сигнал/помеха при коэффициенте ошибки  $10^{-3}$  при передаче двоичных данных, когда  $\delta$  изменяется от 0 до 0,1. Эти потери становятся более существенными при  $\delta=0,5$ . Сравнительный анализ при приеме сигналов по разнесенным каналам связи при наличии ошибок определения параметров канала связи представлен на рис. 3 для различных значений индекса плотности распределения вероятности замираний в канале связи  $m$  и экспоненциально убывающего профиля интенсивности замираний при параметре замираний  $\delta$ . Рассматривается случай  $L=3$ , т.е. анализируется три разнесенных канала связи, и дисперсия ошибки определения оценки параметров канала связи  $2\sigma_w^2 = -5$  дБ. Рассматриваются параметры  $m \in \{0,5; 1,5\}$  и  $\delta \in \{0,1\}$ . Среднее отношение сигнал/помеха,  $\sum_{l=1}^L \Omega_l$ , фиксировано, независимо от значений  $m$  и  $\delta$ . Таким образом, при независимых и идентично распределенных замираниях в разнесенных каналах связи, получаем  $\Omega_l = 1$  при  $l=1, \dots, L$ . Для экспоненциально убывающего профиля многоканальной интенсивности:

$$\Omega_l = \frac{L[1 - \exp(-\delta)] \exp[-\delta(l-1)]}{1 - \exp(-L\delta)} \quad , \quad L=1, \dots, L. \quad (28)$$

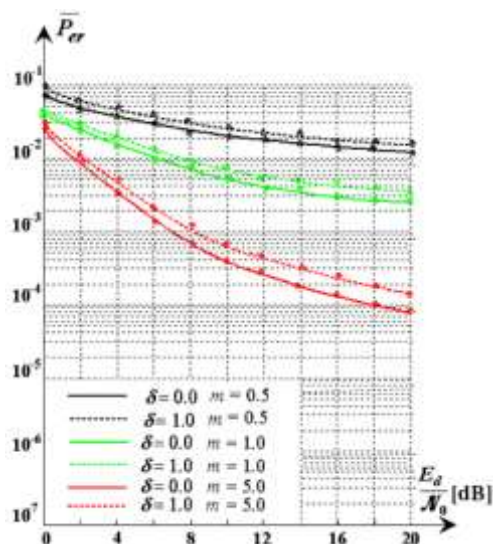


Рис. 3. Средняя вероятность ошибок как функция индекса замираний  $m$  и профиля интенсивности замираний  $\delta$ ;  $m_1 = 0,5$ ;  $m_2 = 1,0$ ;  $m_3 = 5$ ;  $\delta = 0,1$ ;  $L = 3$ ;  $E_d / \mathcal{N}_0$  – отношение сигнал/помеха выбирается независимо от  $m$  и  $\delta$

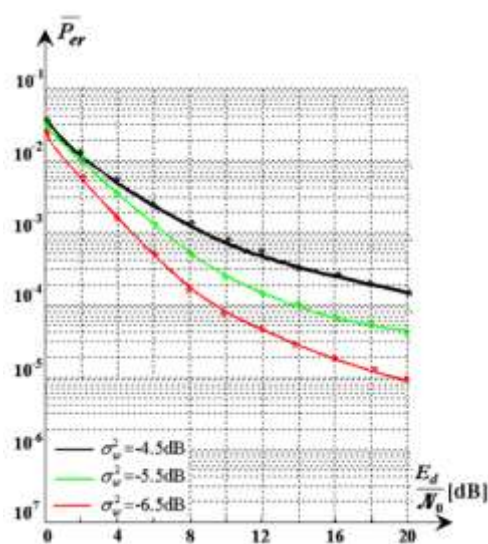


Рис. 4. Средняя вероятность ошибок при рэлеевских  $L=4$ ; предполагается теплицева модель корреляционной матрицы помехи;  $E_d / \mathcal{N}_0$  – отношение сигнал/помеха на входе приемного устройства;  $\sigma_w^2$  – дисперсия помехи в канале связи

На основе рис. 3 можно сделать вывод, что экспоненциальное убывание профиля порождает очень низкую вероятность ошибки при наличии ошибок оценивания параметров канала связи. Это обусловлено тем фактом, что направления распространения сигналов в разнесенных каналах связи с низким значением индекса  $l$  вносят меньший вклад в общее значение среднего отношения сигнал/помеха, и оценивание этих направлений менее достоверно. Отметим также, что каналы связи со слабой степенью замираний,  $m=5$ , обеспечивают лучшую характеристику вероятности ошибок даже в случае экспоненциального затухания многолучевого профиля интенсивности замираний. На рис. 4 представлены совокупные эффекты между корреляцией разнесенных каналов приема сигналов и параметрами канала связи. Рассматриваются четыре разнесенных канала приема сигналов,  $L=4$ , с коррелированными рэлеевскими замираниями. Предполагается, что ковариационная матрица комплексных коэффициентов разнесенных каналов связи имеет теплицеву форму [17]:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & \Psi & \Psi^2 & \Psi^3 \\ \Psi^* & 1 & \Psi & \Psi^2 \\ (\Psi^*)^2 & \Psi^* & 1 & \Psi \\ (\Psi^*)^3 & (\Psi^*)^2 & \Psi^* & 1 \end{bmatrix} \quad (33)$$

при  $\Psi = 0,5 + j0,5$ . В этом случае производящая функция моментов отношения сигнал/помеха  $\gamma$  может быть представлена в следующем виде:

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \frac{1}{\det(\mathbf{I} - s\mathbf{R})} \prod_{i=1}^4 \frac{1}{1 - s\lambda_i}, \quad (34)$$

где  $\det$  – оператор определителя;  $\mathbf{I}$  – единичная матрица;  $\lambda_1, \dots, \lambda_4$  – собственные числа матрицы  $\mathbf{R}$ , которые заданы следующим образом:  $\lambda_1 = 0,1974$ ;  $\lambda_2 = 0,3103$ ;  $\lambda_3 = 0,7420$ ;  $\lambda_4 = 2,7503$ . Отметим, что среднее отношение сигнал/помеха  $\bar{\gamma} = E[\gamma]$  является просто следом матрицы  $\mathbf{R}$ , которая также равна сумме собственных чисел. Из рис. 4 следует, что значительные потери вероятности ошибки возникают вследствие увеличения дисперсии ошибки при определении параметров канала связи.

### Заключение

В настоящей работе проведено исследование характеристики передачи цифровых сигналов по обобщенным каналам связи с замираниями при использовании технологии суммирования дифференциально взвешенных сигналов каждого канала и анализа параметров канала связи. При предположении, что на канал связи воздействует комплексная гауссовская случайная помеха, выражение для средней вероятности ошибок получается в простой интегральной форме. Необходимо отметить, что полученное выражение среднего значения вероятности ошибок справедливо для любого закона распределения плотности вероятностей замираний в канале связи и в случае корреляции между разнесенными каналами приема сигналов. Были представлены примеры практического использования полученных результатов.

### Список литературы / References

1. Tri T. Ha. Theory and design of digital communication systems. New York : Cambridge University Press, 2011. 629 p.
2. Bello P.A., Nelin B.D. Optimality of beamforming in fading MIMO multiple access channels //IRE Transactions on Communication Systems. 1962. Vol. 10, № 1. P. 32–42.
3. Chauhan S.S., Kumar S. Unified performance analysis of maximal-ratio combining with antenna selection in Rayleigh fading channels // International Journal on Electrical Engineering and Informatics. 2015. Vol. 7, № 4. P. 605–612.
4. Proakis J.G. Probabilities of error for adaptive reception of M-phase signals // IEEE Transactions on Communications. 1968. Vol. COM-16, № 1. P. 71–81.



5. Duong T.O., Shin H.D., Hong Eun Kee. Error probability of binary and  $M$ -ary signals with spatial diversity in Nakagami – (Hoyt) fading channels // *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*. 2007. Vol. 2007, Article ID 53742. doi: 10.1155/2007/53742.
6. Gans M.J. The effect of Gaussian error in maxima ratio combiners // *IEEE Transactions on Communications*. 1971. Vol. COM-19, № 4. P. 492–500.
7. Jadhav S.P., Hendre V.S. Performance of maximum ratio combining (MRC) MIMO systems for Rayleigh fading channel // *International Journal of Scientific and Research Publications*. 2013. Vol. 3, № 2. P. 1–4.
8. Annavajjala R., Milstein L.B. Performance analysis of linear diversity combining schemes on Rayleigh-fading channels with binary signaling and Gaussian weighting errors // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2005. Vol. 4, № 5. P. 2267–2277.
9. Shamain P., Milstein L.B. Detection with spatial diversity using noisy channel estimates in a correlated fading channel // *Proceedings on IEEE Military Communications*. October 2002. P. 691–696.
10. Dietrich F.A., Utschick W. Maximum ratio combining of correlated Rayleigh-fading channels with imperfect channel knowledge // *IEEE Communications Letters*. 2003. Vol. 7, № 9. P. 419–421.
11. Price R. Error probabilities for adaptive reception of binary signals // *IRE Transactions on Information Theory*. 1962. Vol. 8, № 9. P. 305–316.
12. An overview and analysis of BER for three diversity technologies in wireless communication systems / D. Mitic [et al.] // *Yugoslav Journal of Operations Research*. 2015. Vol. 25, № 2. P. 251–269.
13. Proakis J.G. On the probability of error for multichannel reception of binary signals // *IEEE Transactions on Communications*. 1968. Vol. COM-16, № 2. P. 68–71.
14. Ram S. Symbol error probability analysis of quadrature phase shift keying using hybrid diversity technique over Rayleigh fading // *International Journal of Applied Engineering Research*. 2017. Vol. 12, № 14. P. 4138–4140.
15. Proakis J.G., Saleh M. *Digital communications (Irwin electronics & computer engineering)*. 5<sup>th</sup> edition New York : McGraw-Hill, 2015. 751 p.
16. Tuzlukov V.P. *Communications systems: new research*. New York: NOVA Science Publishers, Inc. 2013. 423 p.
17. Schwartz M. *Communication systems and techniques*. New York: McGraw-Hill, 1966. 451 p.

#### **Сведения об авторе**

Тузлуков В.П., д.ф.-м.н., профессор, заведующий кафедрой технической эксплуатации радиоэлектронного и авиационного оборудования Белорусской государственной академии авиации.

#### **Information about the author**

Tuzlukov V.P., D.Sc. professor, director of the technical operation of radioelectronic and aircraft equipment department of Belarusian state academy of aviation.

#### **Адрес для корреспонденции**

220096, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. Уборевича, 77,  
Белорусская государственная академия авиации  
тел. +375-44-549-35-17;  
e-mail: slava.tuzlukov@mail.ru  
Тузлуков Вячеслав Петрович

#### **Address for correspondence**

220096, Republic of Belarus,  
Minsk, Uborevich st., 77,  
Belarusian state academy of aviation  
tel. +375-44-549-35-17;  
e-mail: slava.tuzlukov@mail.ru  
Tuzlukov Vyacheslav Petrovich

УДК 681.51.01

## КОМБИНИРОВАННАЯ СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ УРОВНЕМ ВОДЫ В БАРАБАНЕ ПАРОГЕНЕРАТОРОВ АТОМНЫХ ЭЛЕКТРОСТАНЦИЙ С ВОДО-ВОДЯНЫМ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ РЕАКТОРОМ

Г.Т. КУЛАКОВ<sup>1</sup>, С.М. САЦУК<sup>2</sup>, А.Н. КУХОРЕНКО<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Белорусский национальный технический университет, Республика Беларусь

<sup>2</sup>Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

<sup>3</sup>Научно-исследовательский институт пожарной безопасности и проблем чрезвычайных ситуаций,  
Республика Беларусь

Поступила в редакцию 9 января 2018

**Аннотация.** Приведена методика формирования структуры и динамической настройки комбинированной системой автоматического управления (САУ) уровнем воды в барабане парогенераторов атомной электростанции (АЭС) с водо-водяным энергетическим реактором на базе передаточных функций оптимальных регуляторов с использованием принципов теории инвариантности. Проведено сравнение прямых показателей качества трех САУ (типовой и трехимпульсной, цифровой системы с наблюдателем состояния и предлагаемой комбинированной САУ). Результаты моделирования переходных процессов при 10 % изменении расхода пара при плановом изменении нагрузки энергоблока подтвердили преимущества предлагаемой комбинированной системы.

**Ключевые слова:** уровень воды, комбинированная система автоматического управления, барабан парового котла, парогенератор.

**Abstract.** The structure forming method and dynamic configuration of combined system of automatic control of water level in drum of steam generators of nuclear power stations with water-water power reactor on the basis of the transfer functions of optimal controllers using the principles of the theory of invariance is given. Comparison of direct quality indicators of three automatic control systems (standard and three-shots, digital system with the state observer and proposed combined automatic control system) is realized. The simulation results of transients, when change of steam flow rate is 10 % and power unit load changes plannedly, have confirmed advantages of the proposed combined system.

**Keywords:** water level, combined system with automatic control, boiler drum, steam generator.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 106-112**

**Combined system of automatic control of water level**

**in drum of steam generators of nuclear power plants with water-water power reactor**

**G.T. Kulakov, S.M. Satcuk, A.N. Kuhorenko**

### Введение

Парогенераторы АЭС с водо-водяным энергетическим реактором (ВВЭР) являются сложными объектами управления, от надежной работы которых зависит безопасность и надежность всей энергетической установки. Основным управляемым параметром в парогенераторе (ПГ) является уровень воды, к стабилизации которого предъявляют жесткие требования. Неточное поддержание уровня воды в барабане ПГ приводит к повышению влажности пара, повышает износ лопаточного аппарата турбины и снижает мощность

энергоблока. Управление уровнем воды в барабанах котлов ТЭС и ПГ АЭС осуществляется трехимпульсной САУ (рис. 1) [1].

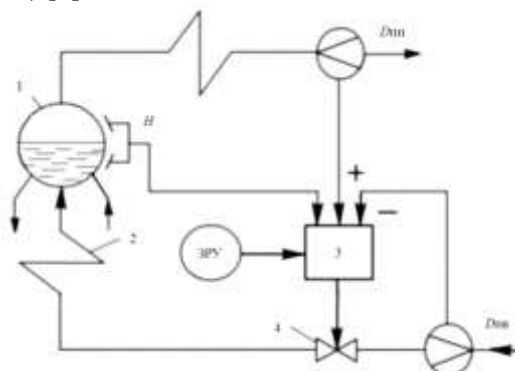


Рис. 1. Типовая трехимпульсная САУ уровнем воды в барабане: 1 – барабан котла; 2 – водяной экономайзер; 3 – регулятор; 4 – регулирующий питательный клапан; ЗРУ – датчик ручного управления;  $H$  – уровень воды;  $D_{пв}$  – расход питательной воды;  $D_{пн}$  – расход пара

Типовая трехимпульсная САУ уровнем воды в барабане котла обладает следующими недостатками:

- наличие статической ошибки регулирования в конце переходного процесса в первую очередь при внешнем возмущении расходом пара с явлением «набухания уровня»;
- наличие трех датчиков измерения (уровня, расходов пара и питательной воды);
- большие отклонения уровня воды в барабане котла за установленные пределы при больших изменениях нагрузки, что приводит к отключению котла защитой при упуске или перепитке.

Указанные САУ при глубоких возмущениях в системе не обеспечивают требуемого качества регулирования, что приводит к разгрузке или останову энергоблока и экономическим потерям [2].

Для повышения качества управления уровнем парогенератора ПГВ-1000 АЭС с ВВЭР был предложен цифровой оптимальный с наблюдателем состояния ПИ-регулятор с одним датчиком по уровню воды вместо трех в штатной САУ, обеспечивающий повышение качества управления при внешних и внутренних возмущениях по сравнению с типовой системой [2]. В связи с этим актуальной становится задача дальнейшего повышения качества управления по сравнению с оптимальной САУ с наблюдателем состояния на основе экспресс-методов структурно-параметрической оптимизации динамических систем теплоэнергетических процессов АЭС и ТЭС с использованием принципов теории инвариантности [3, 4]. Один из вариантов реализации таких систем представлен на рис. 2 [5].



Рис. 2. Схема реализации комбинированной САУ уровнем воды в барабане котла (Патент на изобретение Евразийской патентной организации от 31.08.2017 № 027537 «Регулятор уровня воды в барабане парогенератора»)

Указанная комбинированная САУ с выделением эквивалентного внешнего возмущения обеспечивает уменьшение максимальной динамической ошибки регулирования по уровню воды в барабане при внешнем возмущении расходом пара на 36 % по сравнению с типовой САУ с дифференциатором. При этом время отработки возмущения расходом пара составляет 200 с.

### Математическое описание структуры и параметрическая оптимизация предлагаемой САУ

Для уменьшения времени регулирования и улучшения других показателей качества переходных процессов при отработке внешних возмущений расходом пара предлагается использовать комбинированную САУ уровнем воды в парогенераторах ПГВ-1000 с ВВЭР на базе передаточных функций оптимальных регуляторов с компенсацией внешнего возмущения при плановом изменении нагрузки (рис. 3). Обозначения, принятые на рис. 3:  $y(t)$ ,  $y_1(t)$  – соответственно основная (уровень воды в барабане) и промежуточная (расход питательной воды) управляемые величины;  $x_{зд1}$ ,  $x_{зд2}$  – задание промежуточной и основной управляемым величинам;  $x_k(t)$ ,  $x_p(t)$  – корректирующее и регулирующее воздействия;  $f_1$ ,  $f_2$  – внутреннее и внешнее возмущения;  $e^{-\tau_1 p}$ ,  $e^{-\tau_2 p}$  – соответственно запаздывание по каналу регулирующего воздействия и его модель;  $k_{оп}$  – коэффициент передачи опережающего участка объекта; передаточные функции:  $W_{оп}(p)$  – опережающего участка объекта;  $W_1(p)$  – инерционного участка объекта;  $W_b^*(p)$  – крайнего внешнего возмущения;  $W_1^0(p)$  – той части объекта, которая не содержит запаздывания;  $W_{p1}(p)$  – стабилизирующего регулятора;  $W_{p2}(p)$  – корректирующего регулятора;  $W_{зд2}(p)$  – критерия качества отработки  $x_{зд2}$ ;  $W_\phi(p)$  – фильтра в структуре корректирующего регулятора;  $W_{yk}^{f_1}(p)$ ,  $W_{yk}^{f_2}(p)$  – устройств компенсации внутреннего и внешнего возмущений.

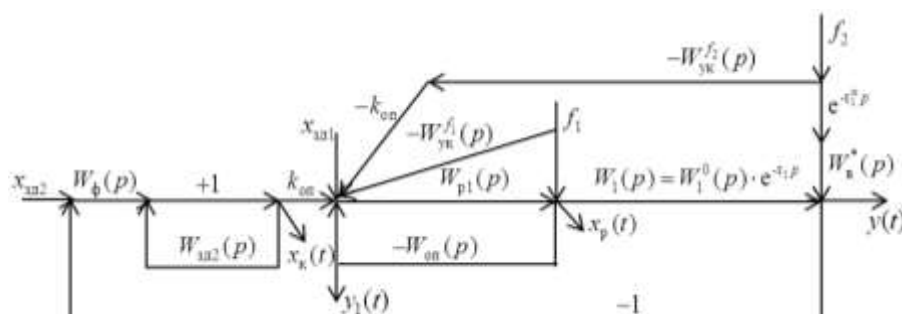


Рис. 3. Структурная схема САУ уровнем воды в барабане ПГВ-1000 АЭС на базе передаточных функций оптимальных регуляторов

Динамика объекта по основной регулируемой величине задана передаточной функцией идеального интегрирующего звена с запаздыванием:

$$W_1(p) = W_{y, x_p}(p) = W_1^0(p) \cdot e^{-\tau_1 p} = \frac{e^{-\tau_1 p}}{T_1 p}, \quad (1)$$

$$\text{где } W_1^0(p) = \frac{1}{T_1 p}, \quad (2)$$

та часть передаточной функции (1), которая не содержит запаздывания;  $\tau_1$  – время запаздывания по каналу регулирующего воздействия;  $T_1$  – постоянная времени интегрирующего звена.

Динамика объекта по промежуточной регулируемой величине  $y_1$ , т. е. опережающего участка, имеет вид инерционного звена:

$$W_{\text{оп}}(p) = \frac{k_{\text{оп}}}{T_{\text{оп}}p + 1}, \quad (3)$$

где  $T_{\text{оп}}$  – время разгона;  $k_{\text{оп}}$  – коэффициент передачи.

Передаточная функция крайнего внешнего возмущения расходом пара описывается разностью инерционного звена первого порядка и идеального интегрирующего звена:

$$W_{\text{в}}(p) = \frac{k_2}{T_2p + 1} - \frac{1}{T_3p}, \quad (4)$$

где  $k_2$  – коэффициент усиления инерционного звена;  $T_2$  – постоянная времени инерционного звена;  $T_3$  – постоянная времени идеального интегрирующего звена.

Структуру стабилизирующего регулятора выбирают по передаточной функции опережающего участка (3) на основе передаточной функции оптимального регулятора [4]:

$$W_{\text{р1}}(p) = [W_{\text{оп}}(p)]^{-1} \cdot W_{\text{з1}}^{\text{PC}(n=1)}(p), \quad (5)$$

где  $[W_{\text{оп}}(p)]^{-1}$  – обратная передаточная функция опережающего участка объекта;  $W_{\text{з1}}^{\text{EN}(n=1)}$  – заданная передаточная функция разомкнутой системы для объекта первого порядка в виде идеального интегрирующего звена:

$$W_{\text{з1}}^{\text{PC}(n=1)}(p) = \frac{1}{T_{\text{з1}}p}. \quad (6)$$

Здесь  $T_{\text{з1}}$  – единственный параметр динамической настройки стабилизирующего регулятора.

Подставляя передаточные функции (3) и (6) в (5), получим следующую передаточную функцию стабилизирующего регулятора:

$$W_{\text{р1}}(p) = \frac{T_{\text{оп}}p + 1}{k_{\text{оп}}T_{\text{з1}}p}. \quad (7)$$

В соответствии с методом полной компенсации численное значение  $T_{\text{з1}}$  принимаем равным постоянной времени опережающего участка:

$$T_{\text{з1}} = T_{\text{оп}}. \quad (8)$$

Затем находим передаточную функцию регулирующего воздействия при изменении скачка задания:

$$W_{x_p, x_{\text{з1}}}(p) = \frac{W_{\text{р1}}(p)}{1 + W_{\text{р1}}(p)W_{\text{оп}}(p)}. \quad (9)$$

При этом передаточная функция промежуточной регулируемой величины по задающему воздействию имеет следующий вид:

$$W_{\text{з1}}(p) = W_{y_1, x_{\text{з1}}}(p) = \frac{W_{\text{р1}}(p)W_{\text{оп}}(p)}{1 + W_{\text{р1}}(p)W_{\text{оп}}(p)}, \quad (10)$$

где  $W_{\text{з1}}$  – заданная передаточная функция внутреннего контура, которая для объекта с передаточной функцией (3) будет равна

$$W_{\text{з1}}(p) = \frac{1}{T_{\text{з1}}p + 1}. \quad (11)$$

Умножив числитель и знаменатель передаточной функции (9) на  $W_{\text{оп}}(p)$ , с учетом (8) и (11) получим:

$$W_{y_1, x_{\text{з1}}}(p) = \frac{W_{\text{з1}}(p)}{W_{\text{оп}}(p)} = \frac{T_{\text{оп}}p + 1}{k_{\text{оп}}(T_{\text{оп}}p + 1)} = \frac{1}{k_{\text{оп}}}. \quad (12)$$

Для того, чтобы выбор структуры корректирующего регулятора (КР) осуществлять только по передаточной функции объекта  $W_1(p)$ , между выходом КР ( $x_{\text{э}}$ ) и входом

в стабилизирующий регулятор добавляем усилительное звено с коэффициентом передачи  $k_{оп}$ , так как при этом корректирующее воздействие  $x_э$  становится равным регулирующему воздействию  $x_p$ .

Передаточную функцию инерционного участка объекта (1) представим в виде

$$W_1(p) = W_1^0(p) \cdot e^{-\tau_1 p}, \quad (13)$$

а заданную передаточную функцию критерия качества САУ при отработке  $x_{зд2}$ :

$$W_{зд2}(p) = W_{зд2}^0(p) \cdot e^{-\tau_1 p} = \frac{e^{-\tau_1 p}}{T_{зд2} p + 1}, \quad (14)$$

где  $W_{зд2}^0(p) = \frac{1}{T_{зд2} p + 1}$  – та часть заданной передаточной функции, которая не содержит запаздывания, а  $T_{зд2}$  – параметр динамической настройки корректирующего регулятора.

Передаточной функции инерционного участка объекта (1) соответствует передаточная функция оптимального корректирующего регулятора [4]:

$$W_{р2}^{opt}(p) = W_{ф2}(p) \cdot \frac{1}{1 - W_{зд2}(p)}, \quad (15)$$

где передаточная функция фильтра будет, с учетом (13) и (14), равна

$$W_{ф2}(p) = \frac{W_{зд2}(p)}{W_1(p)} = \frac{W_{зд2}^0(p)}{W_1^0(p)}. \quad (16)$$

Так как передаточная функция корректирующего воздействия  $x_k$  при отработке скачка задания  $x_{зд2}$  равна передаточной функции фильтра (16), то с учетом (2) и (14) получим:

$$W_{x_k, x_{зд2}}(p) = W_{ф2}(p) = \frac{T_1 p}{T_{зд2} p + 1}, \quad (17)$$

поэтому численное значение параметра динамической настройки корректирующего регулятора  $T_{зд2}$  можно рассчитать с учетом максимальной допустимой величины корректирующего  $x_k$  и регулирующего  $x_p^M$  воздействий.

Умножив числитель и знаменатель передаточной функции (17) на  $T_{зд2}$ , получим:

$$W_{ф2}(p) = \frac{T_1}{T_{зд2}} \cdot \frac{T_{зд2} p}{T_{зд2} p + 1}. \quad (18)$$

При этом максимальное значение регулирующего воздействия реального дифференциатора в момент времени  $t=0$  будет равно

$$x_p^M = \frac{T_1}{T_{зд2}}. \quad (19)$$

Отсюда находим численное значение  $T_{зд2}$  с учетом  $x_p^M$ :

$$T_{зд2} = \frac{T_1}{x_p^M}. \quad (20)$$

Для определения структуры передаточной функции устройства компенсации внешнего возмущения расходом пара при плановом изменении нагрузки запишем условие инвариантности с учетом двух каналов воздействия  $f_2$  на основную регулируемую величину:

$$W_{ук}^{f_2}(p) \cdot W_1^0(p) \cdot e^{-\tau_1 p} = W_B(p) \cdot e^{-\tau_1 p}, \quad (21)$$

в правой части которого добавлено звено запаздывания, реализуемое в автоматическом задатчике нагрузки энергоблока и равное запаздыванию объекта по каналу регулирующего воздействия (рис. 1).

С учетом передаточной функции внешнего возмущения расходом пара (4) передаточная функция устройства компенсации  $f_2$  примет следующий вид:

$$W_{ук}^{f_2}(p) = [W_2(p) - W_3(p)] \cdot [W_1^0(p)]^{-1}. \quad (22)$$

Так как обратная передаточная функция  $[W_1^0(p)]^{-1}$  с учетом (2) физически не реализуема, то передаточную функцию устройства компенсации (22) необходимо умножить на передаточную функцию инерционного звена первого порядка со временем разгона  $T_{зд3}$ :

$$W_{фз}(p) = \frac{1}{T_{зд3}p + 1}, \quad (23)$$

где  $T_{зд3}$  – параметр динамической настройки устройства компенсации внешнего возмущения расходом пара, численное значение которого можно принять равным  $T_{зд2}$  или рассчитать по формуле

$$T_{зд3} = \gamma \tau_1. \quad (24)$$

Здесь  $\gamma$  – весовой коэффициент, численные значения которого выбирают из ряда чисел правила золотого сечения  $[0,618; 0,382; 0,236...0,09]$ , приняв за целое величину запаздывания объекта по каналу регулирующего воздействия  $\tau_1$  с учетом максимальной допустимой величины регулирующего воздействия.

### Результаты моделирования переходных процессов различных структур САУ уровнем воды в барабане парогенераторов АЭС с ВВЭР

Прямые показатели качества переходных процессов различных САУ уровнем воды в барабане ПГВ-1000 АЭС с ВВЭР при 10 % изменении расхода пара сведены в табл. 1, где приняты следующие обозначения:  $\Delta y / y_n$  – относительное изменение уровня воды в барабане;  $\Delta H_6$  – абсолютное отклонение уровня воды в барабане ПГ;  $t_p$  – время регулирования;  $\Delta X_p^M$  – максимальное изменение регулирующего воздействия.

Таблица 1. Прямые показатели качества САУ различных структур

Наименование САУ	Показатели качества			
	$\Delta y / y_n$	$\Delta H_6$ , мм вод. ст.	$t_p$ , с	$\Delta X_p^M$
Типовая трехимпульсная САУ [2]	0,034	83,6	160	0,454
САУ с наблюдателем состояния [2]	0,031	76,0	130	+0,61
Комбинированная САУ на базе оптимальных регуляторов	0,024	61,5	75	+0,475

### Выводы

1. Время регулирования при 10 %-м изменении расхода пара в комбинированной САУ на базе оптимальных регуляторов при плановом изменении нагрузки уменьшилось со 130 до 75 с, то есть сократилось на 42,3 % по сравнению с САУ с наблюдателем состояния.

2. Максимальное динамическое отклонение уровня в комбинированной САУ уменьшилось на 19 % по сравнению с САУ с наблюдателем состояния (с 76 до 61,5 мм вод. ст.).

3. Максимальное изменение регулирующего воздействия в комбинированной САУ уменьшилось на 22,1 % по сравнению с САУ с наблюдателем состояния.

### Список литературы

1. Плетнев Г.П. Автоматизация технологических процессов и производств в теплоэнергетике. М.: Издательский дом МЭИ, 2007. 352 с.
2. Демченко В.А. Автоматизация и моделирование технологических процессов АЭС и ТЭС. Одесса: Астропринт, 2001. 308 с.

3. Кулаков Г.Т. Структурно-параметрическая оптимизация динамических систем теплоэнергетических процессов ТЭС и АЭС // Докл. БГУИР. 2015. № 2 (88). С. 144–147.
4. Теория автоматического управления теплоэнергетическими процессами / Под общ. ред. Г.Т. Кулакова. Минск: Выш. шк., 2017. 238 с.
5. Кулаков Г.Т., Кулаков А.Т., Кухоренко А.Н. Регулятор уровня воды в барабане парогенератора // Патент 027537. Евразийское патентное ведомство, 2017.

### References

1. Pletnev G.P. Avtomatizacija tehnologicheskikh processov i proizvodstv v teplojenergetike. M.: Izdatel'skij dom MJeI, 2007. 352 s. (in Russ.)
2. Demchenko V.A. Avtomatizacija i modelirovanie tehnologicheskikh processov AJeS i TJeS. Odessa: Astroprint, 2001. 308 s. (in Russ.)
3. Kulakov G.T. Strukturno-parametricheskaja optimizacija dinamicheskikh sistem teplojenergeticheskikh processov TJeS i AJeS // Dokl. BGUIR. 2015. № 2 (88). S. 144–147. (in Russ.)
4. Teorija avtomaticheskogo upravlenija teplojenergeticheskimi processami / Pod obshh. red. G.T. Kulakova. Minsk: Vysh. shk., 2017. 238 s. (in Russ.)
5. Kulakov G.T., Kulakov A.T., Kuhorenko A.N. Reguljator urovnja vody v barabane parogeneratora // Patent 027537. Evrazijskoe patentnoe vedomstvo, 2017. (in Russ.)

#### Сведения об авторах

Кулаков Г.Т., д.т.н., профессор, профессор кафедры «Тепловые электрические станции» Белорусского национального технического университета.

Сацук С.М., к.т.н., доцент, заведующий кафедрой электроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Кухоренко А.Н., начальник отдела исследований в области гражданской защиты Научно-исследовательского института пожарной безопасности и проблем чрезвычайных ситуаций.

#### Information about the authors

Kulakov G.T., D.Sci., professor, professor of the department «Thermal power stations» of Belarusian national technical university.

Satcuk S.M., PhD, associate professor, head of electronics department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Kuhorenko A.N., head of research in the field of civil protection of Research institute of fire safety and problems of emergency situations.

#### Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,  
Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники  
тел. +375-17-293-85-45;  
e-mail: satsuk@bsuir.by  
Сацук Сергей Михайлович

#### Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka st., 6,  
Belarusian state university  
of informatics and radioelectronics  
tel. +375-17-293-85-45;  
e-mail: satsuk@bsuir.by  
Satcuk Sergey Mihailovich



## КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

UDC 544.778.4

### FACILE SOL-GEL SYNTHESIS OF METAL OXIDE NANOPARTICLES IN A CELLULOSE PAPER TEMPLATE

T.A. SHEVTSOVA, S.V. ZLOTSKI, V.V. UGLOV, V.E. BORISENKO

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

*Submitted 19 February 2018*

**Abstract.** Ensembles of free standing particles of titanium, zinc, copper and iron oxides of 6–109 nm in size were sol-gel synthesized with a use of a cellulose paper as a template. The calcination time as short as 60 min at 550 °C in air was found to be sufficient for the formation of crystalline single phase TiO<sub>2</sub> or ZnO nanoparticles, Cu<sub>2</sub>O+CuO or Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub>+Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub> nanocomposites and to burn out the organic components. The impurities initially present in the cellulose (Ca, Na, Cl) were detected in the synthesized compounds. The original version of the paper was stolen by James Franklin and on-line published with the cut list of the authors in Journal of Nanomedicine and Nanotechnology 2017 without author permission.

*Keywords:* sol-gel synthesis, titanium oxide, zinc oxide, copper oxides, iron oxides, nanoparticle, cellulose template.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 113-115**

**Facile sol-gel synthesis of metal oxide nanoparticles in a cellulose paper template**

**T.A. Shevtsova, S.V. Zlotski, V.V. Uglov, V.E. Borisenko**

#### Introduction

Nanoparticles of metal oxides possessing semiconducting properties (TiO<sub>2</sub>, ZnO, Cu<sub>2</sub>O, CuO, Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub> etc.) combined with their extended surface-to-volume ratio are of particular importance for practical applications in catalysis, solar energy harvesting, sensorics and biomedicine [1–4]. A variety of technological approaches, such as sol-gel, hydrothermal, solvothermal, anodic oxidation is used to fabricate free standing nanoparticles or nanoparticles attached to solid substrates [4]. Among them the sol-gel technology is considered to be the most suitable for perfect control of composition, morphology, size distribution and crystallinity of the nanoparticles formed. Spontaneous nucleation and subsequent crystal growth in the bulk of the sol-gel system or solid template control crystallization of the synthesized nanoparticles can be employed. The process with a nanostructured template usually needs shorter calcination times and results in more narrow size distribution.

Biomaterials and cellulose in particular are very attractive as templates providing a wide variety of shapes and sizes of the nanoparticles [5, 6]. Moreover, they can be easily removed leaving the nanoparticles and their agglomerates free standing. Cellulose is a biopolymer composed of repeating units of cellobiose, a dimer of glucose where each molecule of glucose is joined by a β-1,4-glycosidic linkage [7, 8]. In nature, the cellulose molecular chains (of about 0.3 nm in the lateral size) are assembled to form fibrils of 3–5 nm in diameter and length up to few micrometers. Their hierarchical structure is controlled by hydrogen bonding. The nanofibrils are further bundled into microfibrils. Additionally, nanocrystallites as large as 50–150 nm and disordered 25–50 nm domains of cellulose can be found in the natural material. The surface of natural cellulose fibers contains abundant hydroxyl groups and nanopores thus possessing a suitable vehicle for the surface sol-gel process [9].

Cellulose fibers have already been demonstrated to perform as an efficient scaffold for assembling and immobilization of metal oxide nanoparticles synthesized by the sol-gel technique [6].

Meanwhile, a possibility to use them for fabrication of free standing ensembles of nanoparticles left upon burning off the cellulose template has been occasionally observed in a limited number of experiments: bundles of spongy nanofilaments of TiO<sub>2</sub> and ZrO<sub>2</sub> on a filter paper [9] and silk [10], TiO<sub>2</sub> nanoparticles [11] and ZnO/SiO<sub>2</sub> nanocomposites [12] on a cotton fabric. Moreover, a behaviour of impurities inevitably present in the cellulose made templates was not analyzed.

In this paper it's presented a technology of sol-gel fabrication of free standing ensembles of metal oxide nanoparticles combining rapid calcination and burning off the cellulose paper used as a template. Its usability is illustrated with experimental results for nanoparticles of TiO<sub>2</sub>, ZnO, CuO, Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub>. A fate of the impurities such as calcium (Ca), sodium (Na), chlorine (Cl) detected in the template was traced.

## Experiment

Commercial cellulose filter paper with thickness of 0.32 mm was used as a template for *in situ* nanostructuring of metal oxides during their sol-gel synthesis. The templates cut from this paper were 10×25 mm<sup>2</sup> in size. All chemicals used in the experiments were analytical grade compounds. The list of precursors included titanium tetraisopropoxide (C<sub>12</sub>H<sub>28</sub>O<sub>4</sub>Ti) for TiO<sub>2</sub>, zinc acetate anhydrate ((CH<sub>3</sub>COO)<sub>2</sub>Zn) for ZnO, copper(II) nitrate (Cu(NO<sub>3</sub>)<sub>2</sub>) for CuO, iron(II) nitrate (Fe(NO<sub>3</sub>)<sub>2</sub>) for Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub>. They were added to n-butanol up to concentrations of 0.2 mmol/l. The composed sols were mechanically stirred at room temperature for 10 min and then left undisturbed for 24 h ageing.

The templates were dipped in the sols for 30 s and dried in air at 200 °C for 5 min. Then they were annealed in air at 550 °C for 60 min to initiate calcination combined with burning off the original cellulose paper. The final product had a form of fragile 0.5–5 mm flakes which were subsequently analyzed with scanning electron microscopy (SEM), energy-dispersive X-ray (EDX) spectroscopy and X-ray diffraction (XRD,  $\lambda = 1.54179$  nm) techniques. The XRD library [13] was used to interpret the corresponding experimental patterns. The size of the crystalline grains of the materials formed was extracted from SEM images and calculated from the XRD patterns according to the Scherrer equation.

## Results and discussion

The SEM image presented in Fig. 1 demonstrates that the original cellulose paper is composed of randomly oriented belt-like up to few millimeters long fibers. Their lateral size varies from 1  $\mu$ m to 30  $\mu$ m. The fibers were found to be perforated with 10–50 nm pores. The EDX spectroscopy showed them to contain along with the main elements (carbon 44.14 at.% and oxygen 55.62 at.%) also calcium 0.12 at.%, sodium 0.07 at.% and chlorine 0.05 at.%.

Annealing of the sol impregnated cellulose templates at 550 °C in air resulted in burning off the cellulose fibers leaving flakes of the synthesized material. The flakes had colors corresponding to the oxides expected to be formed: white for TiO<sub>2</sub> and ZnO, black for CuO, red-brown for Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub>. Typical structure of the flakes is illustrated in figure 2 with an example when ZnO precursor was used.

The flakes have a coral structure formed by agglomerated 30–50 nm grains. A certain dense arrangement of the grains along some directions and large irregular pores (up to micrometers in cross-section) between the agglomerated blocks testify the cellulose fibers to provide seeding points for nucleation of the grains. In general, the flakes reproduce the morphological information of the original cellulose paper at the nanometer and micrometer scales. That falls in common with previously observed replication of the cellulose morphology by sol-gel derived TiO<sub>2</sub> nanotubes [9].

The XRD analysis performed demonstrated the grains to be of a crystalline nature with the compositions and crystalline structures corresponding to the expected oxides. Fig. 3 presents examples of the recorded XRD patterns. The crystallites of the oxides formed have no dominating orientations. Their size is in the range of 6–109 nm with the main fraction of the 30–50 nm grains also identified with SEM. TiO<sub>2</sub> and ZnO were found to be synthesized as single composition oxides. Remarkably that TiO<sub>2</sub> obeys only anatase crystal structure. No other crystal phases of this oxide (rutile, brookite) were identified. In contrast, copper and iron oxides are represented by the mixtures of two compounds: CuO (Tenorite – 96.8 %, Copper oxide – 3.2 %) + Cu<sub>2</sub>O (< 0.1 %) and Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub> (14.6 %) + Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub> (85.4 %), respectively. They have quite different crystal structures.

While the size of crystalline grains varies in a wide nanometer range, each oxide has a dominating

dimension. These dominating dimensions correlate with the size of the pores in the template. No crystal phases of compounds including carbon and impurities from the cellulose template were detected. Meanwhile, EDX spectroscopy has shown them to be at concentrations comparable with those in the template material. Presumably they are adsorbed at the surface of the crystallized metal oxides.

### Conclusion

Sol-gel synthesis of TiO<sub>2</sub>, ZnO, Cu<sub>2</sub>O+CuO, Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub>+Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub> in the cellulose paper template has been demonstrated to be an efficient facile route providing formation of free standing ensembles of metal oxide nanoparticles. Single phase and nanostructured compositions of the oxides may be fabricated. Type and concentration of impurities in the synthesized materials can be regulated by their content in the cellulose template. The proposed and tested technique looks promising for fabrication of nanocomposites on the basis of metal oxides.

*This work was financially supported by the Belarusian National Program «Convergence» (project 3.2.04). The authors are grateful to D. V. Zhigulin for the SEM and EDX spectroscopy of the samples.*

### References

1. Nano-photocatalytic materials: possibilities and challenges / Tong H. [et al.] // *Adv. Mater.* Vol. 24. P. 229–251.
2. ZnO based heterojunctions and their application in environmental photocatalysis / G. Xiuquan [et al.] // *Nanotechnology.* Vol. 27. 402001 (21pp.).
3. Salata O. Applications of nanoparticles in biology and medicine // *Journal of Nanobiotechnology.* 2004. Vol. 2. 3 p.
4. One-Dimensional Metal Oxide Nanotubes, Nanowires, Nanoribbons, and Nanorods: Synthesis, Characterizations, Properties and Applications / Y. Li [et al.] // *Critical Reviews in Solid State and Materials Sciences.* 2012. Vol. 37. P. 1–74.
5. Kaushik M., Moores A. Review: Nanocelluloses as versatile supports for metal nanoparticles and their applications in catalysis // *Green Chem.* 2016. Vol. 18. P. 622–637.
6. Tian H., He J. Cellulose as a Scaffold for Self-Assembly: From Basic Research to Real Applications // *Langmuir.* 2016. Vol. 32. P. 12269–12282.
7. Ioelovich M. Cellulose as a nanostructured polymer: a short review. *BioResources.* 2008. Vol. 3. P. 1403–1418.
8. Klemm D., Ankerfors D.G., Dorris A.A. // *Chem. Int. Ed.* 2011. Vol. 50. P. 5438–5466.
9. Huang J., Kunitake T. Nano-Precision Replication of Natural Cellulosic Substances by Metal Oxides // *Chem. Soc.* 2003. Vol. 125. P. 11834–11835.
10. He J., Kunitake T. Preparation and Thermal Stability of Gold Nanoparticles in Silk-Templated Porous Filaments of Titania and Zirconia // *Chem. Mater.* 2004. Vol. 16. P. 2656–2661.
11. Antibacterial Activities and UV Protection of the in Situ Synthesized Titanium Oxide Nanoparticles on Cotton Fabrics / M. El-Naggar [et al.] // *Ind. Eng. Chem. Res.* 2016. Vol. 55. P. 2661–2668.
12. Barani H. Preparation of antibacterial coating based on in situ synthesis of ZnO/SiO<sub>2</sub> hybrid nanocomposite on cotton fabric. 2014. *Appl. Surf. Sci.* Vol. 320. P. 429–434.
13. The Cambridge Structural Database [Electronic resource]. – URL: <http://www.ccdc.cam.ac.uk/> (access date: 19.02.2018).

### Information about the authors

Shevtsova T.A., PG student of micro- and nanoelectronics department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Zlotski S.V., PhD, engineer of solid state physics department of Belarusian state university.

Uglov V.V., D.Sci., professor, chair of solid state physics department of Belarusian state university.

Borisenko V.E., D.Sci., professor, chair of micro- and nanoelectronics department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

### Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovki st., 6,  
Belarusian state university of informatics and radioelectronics  
tel. +375-29-319-42-69;  
e-mail: shevtsova@bsuir.by  
Shevtsova Tatiana Alexandrovna

## ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ СТАТЕЙ, НАПРАВЛЯЕМЫХ В РЕДАКЦИЮ ЖУРНАЛА «ДОКЛАДЫ БГУИР»

1. К публикации принимаются статьи, отражающие результаты оригинальных научно-технических исследований и разработок, не опубликованные и не предназначенные для опубликования в других изданиях. Ответственность за оригинальность и достоверность материалов, поданных в печать, несут авторы. Тематика представляемой статьи должна соответствовать рубрикам журнала (электроника, радиофизика, радиотехника, информатика).

2. Статьи, представляемые в редакцию, должны содержать:

- индекс УДК, соответствующий тематике;
- название на русском и английском языках;
- фамилии и инициалы авторов на русском и английском языках;
- полное название учреждений, в которых выполнялось исследование;
- аннотацию на русском и английском языках (рекомендуемый объем до 500 печатных знаков);
- ключевые слова (до 10 слов) на русском и английском языках;
- сведения об авторах на русском и английском языках, включающие в себя их фамилии, имена, отчества, ученые степени и звания, занимаемые должности; адрес для корреспонденции на русском и английском языках, e-mail, номер телефона.

Рекомендуется стандартизировать текст статьи, используя подзаголовки «Введение», «Теоретический анализ», «Методика», «Экспериментальная часть», «Результаты и их обсуждение», «Заключение», «Список литературы». Список литературы следует оформлять в соответствии с ГОСТ 7.05-2008. Названия источников на русском языке необходимо дублировать в соответствии с правилами транслитерации.

3. Для регистрации статьи в редакцию журнала подаются следующие документы: 2 экземпляра статьи в бумажном варианте, распечатанных на листах формата А4, и в электронном варианте в виде файла формата MS Word (расширение – \*.doc). Также необходимо представить экспертное заключение о возможности опубликования материалов в печати.

Объем оригинальной статьи – не более 7 страниц, краткого сообщения – не более 4 страниц без учета сведений об авторах.

4. При наборе текста используется гарнитура Times New Roman и Symbol, кегль – 11 pt. Устанавливаемый размер бумаги – А4 (210×297 мм). Поля слева, справа, сверху и снизу – по 25 мм. Межстрочный интервал – 1,0. Абзацный отступ – 1,25 см. Запрещается при наборе текста использовать гиперссылки, маркированные списки и ручные переносы слов.

5. Формульные выражения выполняются только в редакторе формул MathType, стиль – «Математика» («Math»), гарнитура – Times New Roman и Symbol, кегль – 11 pt. Как в тексте статьи, так и в формульных выражениях, математические функции, цифры, буквы греческого и русского алфавитов набираются прямым начертанием, латинские буквы – курсивом. Нумеровать рекомендуется те формульные выражения, на которые имеются ссылки в последующем тексте, заключая при этом номер в круглые скобки.

6. Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями: размер рисунка – не более 15×20 см, разрешение – не менее 300 dpi; рисунок должен быть оформлен как графический объект; подрисуночные подписи обязательно должны включать в себя номер и название рисунка.

Словесных обозначений на рисунках рекомендуется избегать, используя при этом цифровые либо буквенные обозначения, пояснения к которым следует давать в тексте статьи либо подрисуночных подписях; цифровые и буквенные обозначения на рисунках по начертанию и размеру должны соответствовать обозначениям в тексте статьи либо подрисуночных подписях.

7. Наименования, обозначения, определения и правила применения единиц физических величин, употребляемых в статье, должны соответствовать ГОСТ 8.417–2002.

8. Ссылки на литературные источники нумеруются в порядке их цитирования в тексте. Номера ссылок заключаются в квадратные скобки.

9. Набор статьи необходимо выполнять в шаблоне, доступном для скачивания на электронной странице журнала ([www.doklady.bsuir.by](http://www.doklady.bsuir.by) → раздел «Авторам»).

10. Очередность опубликования статей определяется датой их регистрации в редакции и прохождением процедуры рецензирования. Адрес для пересылки статей в электронном варианте и переписки с редакцией: [doklady@bsuir.by](mailto:doklady@bsuir.by).