

---

---

# ДОКЛАДЫ БГУИР

---

---

**Выходит два раза в квартал**

Научный журнал издается с января 2003 года

**Главный редактор В.А. Богущ**

**Редакционная коллегия:**

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

**Редакционный совет:**

**И.И. Абрамов, В.Е. Агабеков, И.С. Азаров, В.В. Баранов, А.И. Белоус, И.В. Боднарь,**  
**С.В. Бордусов, С.В. Гапоненко, Н.В. Гапоненко, В.В. Голенков, В.Ф. Голиков, Л.И. Гурский,**  
**А.П. Достанко, В.А. Емельянов, А.А. Иванюк, В.М. Колешко, Ф.Ф. Комаров, Ф.П. Коршунов,**  
**С.П. Кундас, В.А. Куренев, В.И. Курмашев, Н.И. Листопад, С.В. Лукьянец, В.Е. Матюшков,**  
**Л.И. Минченко, Ф.И. Пантелеенко, В.А. Пилипенко, С.Л. Прищепа, А.М. Русецкий, Н.К. Толочко,**  
**А.А. Хмыль, В.Ю. Цветков, 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

<i>ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА</i>	
<b>Сидоренко А.В., Солодухо Н.А.</b> Эмоциональное состояние оператора при воздействии электромагнитного шумового излучения .....	5
<b>Асламов Ю.П., Давыдов И.Г.</b> Сравнительный анализ алгоритмов разреженной вейвлетной декомпозиции сигналов вибрации.....	11
<b>Булаш М.М., Шаляпин С.В.</b> Сравнительный анализ двухканальных угловых дискриминаторов при линейном сканировании диаграммы направленности антенны ...	18
<b>Трухан С.В., Недзьведь А.М., Колер А.</b> Морфологический и спектральный анализ гистологической ткани с использованием глубоких сверточных сетей .....	25
<b>Певнева Н.А., Гурский А.Л., Кострикин А.М.</b> Метод свободного пространства с использованием векторного анализатора цепей для определения диэлектрической проницаемости материалов на сверхвысоких частотах .....	32
<b>Ярмолик С.Н., Свинарский М.В., Храменков А.С., Зайко Е.В.</b> Повышение эффективности систем радиолокационного распознавания за счет адаптации к пространственной ориентации объекта наблюдения .....	40

<b>Козлов С.В., Ву Тхань Ха</b> Оценивание угловых координат в обзорных радиолокационных станциях с подсистемами пространственной компенсации помех.....	48
<b>Марков А.В., Симаньков В.И.</b> Методика расчета траекторий полета беспилотных летательных аппаратов для наблюдения за местностью.....	57
<b>Липлянин А.Ю., Хижняк А.В., Сергеенко А.В., Царенков Н.В.</b> Обоснование критерия оценки качества восстановления искаженных изображений для итерационного алгоритма в системах корреляционного обнаружения .....	64
<b>Гейстер С.Р., Нгуен Т.Т.</b> Экспериментальные исследования алгоритмов построения радиолокационных изображений винтов и способа измерения частоты следования лопастей .....	72
<b>Динь Х.Т., Лушпа Н.В., Чернякова К.В., Врублевский И.А.</b> Цифровая обработка изображений наноразмерных элементов на наноструктурированной поверхности материалов с помощью программы ImageJ .....	79
<b>Свириденко А.А.</b> Метод синтеза электрических фильтров на отрезках линий передачи.....	85
<b>Солодуха В.А., Пилипенко В.А., Яковлев В.П.</b> Роботизированная установка быстрой термической обработки для создания изделий электронной техники.....	92
<b><i>КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ</i></b>	
<b>Гусинский А.В., Кондрашов Д.А., Волынец А.С.</b> Генераторы качающейся частоты миллиметрового диапазона длин волн с умножением частоты .....	98

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

---

Подписано в печать 19.04.2019. Формат 60×84 1/4. Бумага офсетная. Отпечатано на ризографе.  
Усл. печ. л. 12,21. Уч.-изд. л. 10,5. Тираж 100 экз. Заказ 96.  
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», 2019



---

---

# DOKLADY BGUIR

---

---

**Published twice quarterly**

The journal has been published since January, 2003

**Editor-In-Chief V. A. Bogush**

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>Sidorenko A.V., Solodyuho N.A.</b> Emotion state of operator subjected by electromagnetic noise radiation .....	5
<b>Aslamov Y.P., Davydov I.G.</b> Comparative analysis of algorithms for sparse wavelet decomposition of vibration signals .....	11
<b>Bulash M.M., Shaliapin S.V.</b> Comparative analysis of two-channel angular discriminators under linear scanning of the antenna radiation pattern .....	18
<b>Trukhan S.V., Nedzved A.M., Kohler A.</b> Morphological and spectral analysis of histological tissue with the use of deep convolutional networks .....	25
<b>Pevneva N.A., Gurskii A.L., Kostrikin A.M.</b> Free space method using a vector network analyzer to determine the dielectric permittivity of materials in microwave range .....	32
<b>Yarmolik S.N., Svinarskiy M.V., Khramenkov A.S., Zaiko E.V.</b> Increase the effectiveness of radar detection systems by adapting to the spatial orientation of the object of observation .....	40
<b>Kozlov S.V., Vu Thanh Ha</b> Evaluation of the angular coordinates in survey radar stations with subsystems for spatial noise compensation .....	48
<b>Markov A.V., Simankov V.I.</b> Algorithm of building UAV flight trajectories for static target surveillance .....	57
<b>Liplianin A.Yu., Khizhniak A.V., Sergeenko A.V., Tsarenkov N.V.</b> Substantiation of the criteria for evaluating of the quality of restoring distorted images for the iterative algorithm in correlation detection systems .....	64

<b>Heister S.R., Nguyen T.T.</b> Experimental studies of radar image construction algorithms for propellers and measurement method for repetition frequencies of the blades .....	72
<b>Dinh H.T., Lushpa N.V., Chernyakova K.V., Vrublevsky I.A.</b> Digital processing of images of nano-dimensional elements on nanostructured material surface using the ImageJ software .....	79
<b>Svirydzhenka A.A.</b> Method of direct synthesis of electric filters on elements with distributed parameters .....	85
<b>Saladukha V.A., Pilipenko V.A., Yakovlev V.P.</b> Rapid thermal treatment robotics unit for creation of electronic equipment devices .....	92

***SHORT NOTES***

<b>Gusinsky A.V., Kondrashov D.A., Volynets A.S.</b> Generators shooting frequency of millimeter range of wave length with multiplication of frequency .....	98
--	----

УДК 577.3.043

## ЭМОЦИОНАЛЬНОЕ СОСТОЯНИЕ ОПЕРАТОРА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ШУМОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

А.В. СИДОРЕНКО, Н.А. СОЛОДУХО

*Белорусский государственный университет, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 9 июля 2018*

**Аннотация.** Проведены экспериментальные исследования электроэнцефалограмм оператора, находящегося в условиях электромагнитного шумового излучения. Электроэнцефалограммы регистрировались в стандартных отведениях. Проанализированы количественные параметры эмоционального состояния оператора, оцениваемые по спектральной плотности мощности ритмических компонент мозга, в виде эмоциональной валентности и активности. Показано, что при действии излучения происходит возрастание эмоциональной валентности и активности, что можно интерпретировать как появление положительных эмоций.

*Ключевые слова:* излучение, шум, электроэнцефалограмма, эмоции, реакция, человек.

**Abstract.** The experimental investigations of operator electroencephalograms subjected by electromagnetic noise radiation were carried out. The electroencephalograms were registrated according to international «10/20» system. The numerical parameters as arousal and emotion valence characterized the emotion state of operator were estimated. The definition of these parameters based on spectral power densities of rhythms brain components. These parameters were estimated as developed positive emotions.

*Keywords:* radiation, noise, electroencephalogram, emotion, reaction, human.

**Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 5-10**

**Emotion state of operator subjected by electromagnetic noise radiation**

**A.V. Sidorenko, N.A. Solodyuho**

### Введение

Развитие технологий в современном мире способствует появлению устройств, приводящих к появлению электромагнитного излучения в повседневной жизни человека, в том числе и шумового. Примерами таких устройств являются планшеты, мобильные телефоны, смартфоны, телевизоры, СВЧ печи, тюнеры, усилители в быту. Отдельно можно выделить компьютеры и коммуникационное оборудование – коммутаторы, маршрутизаторы.

В научной литературе описаны результаты проведенного авторами цикла исследований по влиянию на человека излучений мобильной связи [1] и иных форм электромагнитного излучения на центральную нервную [2, 3] и другие системы организма человека [4]. Неоднозначность интерпретации экспериментальных результатов воздействия электромагнитного излучения на деятельность центральной нервной системы [2, 3, 6] требует дальнейших исследований.

При функционировании мобильных технических систем для защиты обрабатываемой информации от несанкционированного доступа по каналам побочных электромагнитных излучений и наводок используются пассивные и активные методы: экраны из радиопоглощающих материалов и используемые для маскирования побочных излучений генераторы шума соответственно. При использовании для маскировки побочных электромагнитных излучений генераторов шума оператор, осуществляющий обработку,

формирование и передачу информации, оказывается под воздействием этих излучений.

В работе [7] проводится анализ полученных экспериментальных результатов при воздействии электромагнитного шумового излучения на оператора. Показано, что под воздействием излучения происходит увеличение количественных параметров динамики электроэнцефалограмм (ЭЭГ): корреляционной размерности и энтропии Колмогорова, что свидетельствует об активации процессов в мозге и снижении устойчивости динамической, восстановленной по регистрируемым потенциалам. В связи с этим интерес представляет определение эмоционального состояния оператора, находящегося в условиях электромагнитного шумового излучения.

Целью работы является исследование воздействия электромагнитного шумового излучения, генерируемого сверхширокополосным генератором, на эмоциональное состояние оператора, оцениваемое изменением спектральной плотности мощности биоэлектрического сигнала – электроэнцефалограммы.

В процессе работы проводилось определение количественных показателей эмоционального состояния человека: эмоциональной валентности и активности; вариаций спектральной плотности мощности электроэнцефалограмм левого и правого височных отведений ( $T3$  и  $T4$ , соответственно), являющихся показателями эмоций в виде радости или отвращения, а также комплексное изучение спектральной плотности мощности тета-, альфа-, бета-, гамма-ритмов электроэнцефалограмм в отведениях  $Fp1$ ,  $Fp2$ ,  $F3$ ,  $F4$ ,  $P3$ ,  $P4$ ,  $T3$ ,  $T4$ , являющихся показателями эмоций в виде радости или гнева.

### Методы анализа эмоционального состояния человека по электроэнцефалограммам

Эмоциональные состояния представляют собой психические состояния, которые возникают в процессе жизнедеятельности субъекта и определяют не только уровень информационно-энергетического обмена, но и направленность поведения.

Эмоциональное состояние человека может быть оценено такими количественными параметрами, как эмоциональная валентность и активность. Измеряемыми показателями, на основе которых определяется активность и эмоциональная валентность, являются спектральная плотность мощности альфа-ритма электроэнцефалограмм в отведениях  $Fpz$ ,  $F3$ ,  $F4$  и бета-ритма электроэнцефалограммы в отведении  $Fpz$ . Активность отображает степень расслабленности или возбуждения человека.

Активность  $A$  рассчитывается как отношение спектральной плотности мощности бета-ритма к спектральной плотности мощности альфа-ритма электроэнцефалограммы отведения  $Fpz$ .  $A = I_{Fpz\beta}/I_{Fpz\alpha}$ , где  $I_{Fpz\beta}$  – спектральная плотность мощности бета-ритма электроэнцефалограммы отведения  $Fpz$ ,  $I_{Fpz\alpha}$  – спектральная плотность мощности альфа-ритма электроэнцефалограммы отведения  $Fpz$ .

Эмоциональная валентность отражает позитивность или негативность испытываемой эмоции. Чем больше эмоциональная валентность, тем приятнее испытываемая эмоция. Эмоциональная валентность рассчитывается как отношение спектральной плотности мощности альфа-ритма электроэнцефалограммы отведения  $F3$  к спектральной плотности мощности альфа-ритма электроэнцефалограммы отведения  $F4$ :  $V = I_{F3\alpha}/I_{F4\alpha}$ , где  $I_{F3\alpha}$  – спектральная плотность мощности альфа-ритма электроэнцефалограммы отведения  $F3$ ,  $I_{F4\alpha}$  – спектральная плотность мощности альфа-ритма электроэнцефалограммы отведения  $F4$  [8].

Для оценки того, испытывает ли человек радость или отвращение, могут быть использованы электроэнцефалограммы левого и правого височных отведений  $T3$  или  $T4$  соответственно. Если значение спектральной плотности мощности альфа-ритма электроэнцефалограммы у левого височного отведения  $I_{T3\alpha}$  выше, чем у правого  $I_{T4\alpha}$ , то человек испытывает отвращение; если же значение спектральной плотности мощности альфа-ритма электроэнцефалограммы выше у правого отведения  $I_{T4\alpha}$ , чем у левого  $I_{T3\alpha}$ , то человек испытывает радость [9].

Возможна оценка эмоций, испытывает человек радость или злость, при использовании спектральной плотности мощности тета-, альфа-, бета-, гамма-ритмов электроэнцефалограмм в отведениях  $Fp1$ ,  $Fp2$ ,  $F3$ ,  $F4$ ,  $P3$ ,  $P4$ ,  $T3$ ,  $T4$ , (рис. 1, а, б) [10].

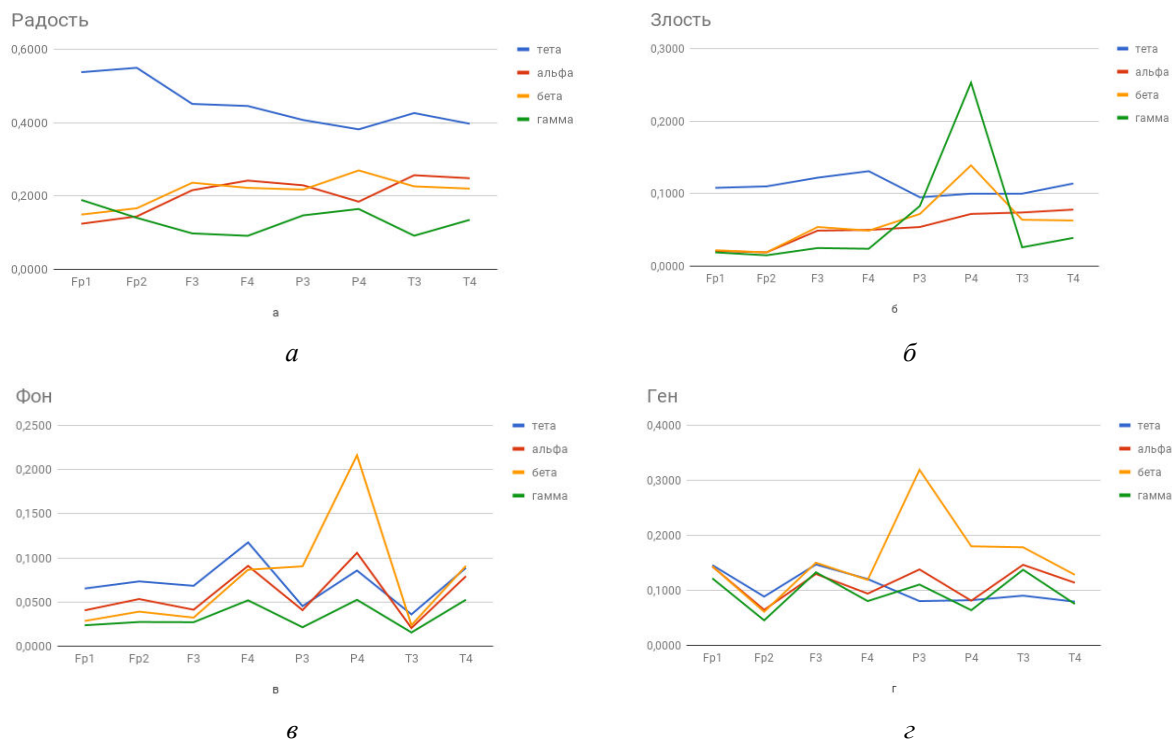


Рис. 1. Изменения спектральных плотностей мощности тета-, альфа-, бета-, гамма-ритмов электроэнцефалограмм различных отведений при радости (а), злости (б), а также в фоновом режиме (в) и при действии электромагнитного шумового излучения (г)

Кроме перечисленных, существуют также способы интерпретации эмоций, например, на основе извлечения вызванных потенциалов; получаемые при множественном вейвлет-преобразовании; при эмпирическом разложении на моды; при использовании метода опорных векторов.

### Методика проведения исследований

Регистрация электроэнцефалограмм осуществлялась по схеме «10/20» с использованием электроэнцефалографа «Нейрокартограф» фирмы МБН. Обработка и анализ электроэнцефалограмм проводились в разработанной авторами информационно-измерительной системе, адаптированной для работы с электроэнцефалограммами [11]. Объектом исследований являлись электроэнцефалограммы следующих отведений *Fp1*, *Fp2*, *F3*, *F4*, *P3*, *P4*, *T3*, *T4*, *Fpz*. Сигнал отведения *Fpz* был получен усреднением соответствующих значений сигналов отведений *Fp1* и *Fp2*. Электроэнцефалограммы обрабатывались в следующих режимах: фон, наличие генератора электромагнитного шумового излучения. В фоне использовались электроэнцефалограммы здорового человека.

Спектральная плотность мощности ритмов головного мозга рассчитывалась с помощью быстрого преобразования Фурье. Анализируемые диапазоны включали: альфа-ритм (8–12 Гц), бета-ритм (12–20 Гц), тета-ритм (4–8 Гц), гамма-ритм (20–40 Гц).

### Результаты и их обсуждение

Анализ вариаций спектральной плотности мощности тета-, альфа-, бета-, гамма-ритмов электроэнцефалограмм проводились в отведениях: *Fp1*, *Fp2*, *F3*, *F4*, *P3*, *P4*, *T3*, *T4* (рис. 1). В фоновом режиме и режиме при наличии излучения наблюдается всплеск бета-ритма в электроэнцефалограммах теменной области (отведения *P3* и *P4*), характерный для злости. Следует отметить, что при действии шумового излучения всплеск находится в электроэнцефалограмме отведения *P3*, а в фоновом режиме – в электроэнцефалограмме отведения *P4*, т. е. наблюдается сдвиг в левую теменную область головы по отношению к фону. При сравнении тета-ритма фоновом режиме и режиме с излучением отмечено

возрастание спектральной плотности мощности тета-ритма в режиме электромагнитного шумового излучения. Такая же тенденция наблюдается для бета-, гамма-, альфа-ритмов. При сравнении спектральной плотности мощности гамма-ритма для радости и злости с аналогичным ритмом при наличии генератора шума наблюдается картина, близкая к появлению радости, в отличие от фонового режима. Сравнительный анализ, проведенный по уровню спектральной плотности мощности тета- и альфа-ритмов при наличии генератора шума и в фоне, показывает наличие эмоции, характерной для злости.

Под воздействием электромагнитного шумового излучения наблюдаемые изменения спектральной плотности мощности альфа-ритма сводились к следующему (рис. 2).

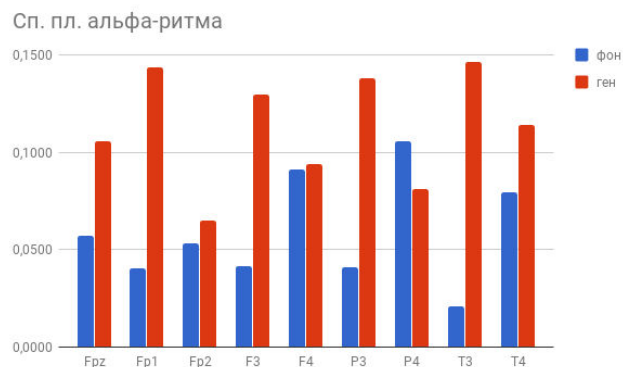


Рис. 2. Спектральная плотность мощности альфа-ритма электроэнцефалограмм различных отведений

В отведении *Fpz* спектральная плотность мощности электроэнцефалограммы при наличии генератора шума увеличилась на 85,5 % относительно фона; в отведении *Fp1* спектральная плотность мощности электроэнцефалограммы увеличилась более чем в 3,5 раза относительно фона; в отведении *Fp2* спектральная плотность мощности электроэнцефалограммы при действии излучения возросла на 21,0 % относительно фона. В отведении *F3* спектральная плотность мощности электроэнцефалограммы выросла более чем в 3,1 раза относительно фона; в отведении *F4* прирост спектральной плотности мощности электроэнцефалограммы при наличии генератора шума составил 3,4 % относительно фона. В отведении *P3* спектральная плотность мощности электроэнцефалограммы увеличилась почти в 3,4 раза относительно фона; в отведении *P4* спектральная плотность мощности электроэнцефалограммы при наличии генератора шума уменьшилась на 23,1 % относительно фона. В отведении *T3* спектральная плотность мощности электроэнцефалограммы возросла более чем в 7,1 раза относительно фона; в отведении *T4* прирост спектральной плотности мощности электроэнцефалограммы при наличии генератора шума составил 423,8 % относительно фона. Возрастание альфа-ритма электроэнцефалограмм почти во всех отведениях может свидетельствовать об увеличении степени расслабленности человека и уменьшении зрительной активности под воздействием генератора шума.

Под влиянием генератора шума происходили следующие изменения спектральной плотности мощности бета-ритма (рис. 3).

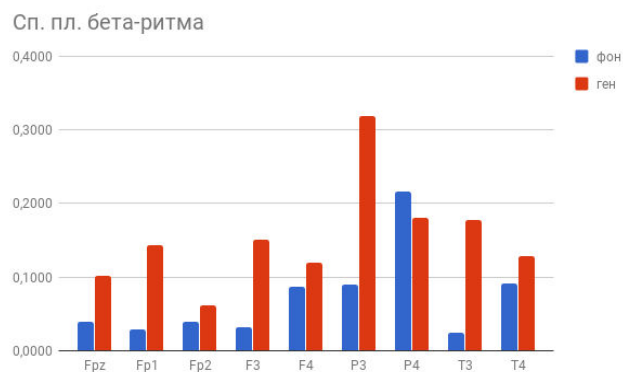


Рис. 3. Спектральная плотность мощности бета-ритма

В отведении  $Fpz$  спектральная плотность мощности анализируемого ритма электроэнцефалограммы при наличии шумового излучения возросла почти в 2,6 раза относительно фона; в отведении  $Fp1$  спектральная плотность мощности ритма электроэнцефалограммы увеличилась более чем в 5 раз относительно фона; в отведении  $Fp2$  спектральная плотность мощности анализируемого ритма электроэнцефалограммы при наличии шумового сигнала возросла на 56,1 %. В отведении  $P3$  спектральная плотность мощности бета-ритма электроэнцефалограммы увеличилась более чем в 3,5 раза относительно фона; в отведении  $P4$  значение спектральной плотности мощности бета-ритма электроэнцефалограммы при наличии генератора шума снизилось на 16,7 % относительно фона. В отведении  $T3$  анализируемый параметр электроэнцефалограммы вырос почти в 3,5 раза относительно фона; в отведении  $T4$  прирост спектральной плотности мощности бета-ритма электроэнцефалограммы при наличии генератора шума составил 41,0 % относительно фона. Увеличение мощности бета-компонент электроэнцефалограммы в научной литературе рассматривается как один из показателей скрытой тревоги, характерной для расстройств, связанных с ней.

Рассмотренные выше вариации спектральной плотности мощности различных ритмов головного мозга позволили определить изменения эмоционального состояния (рис. 4).

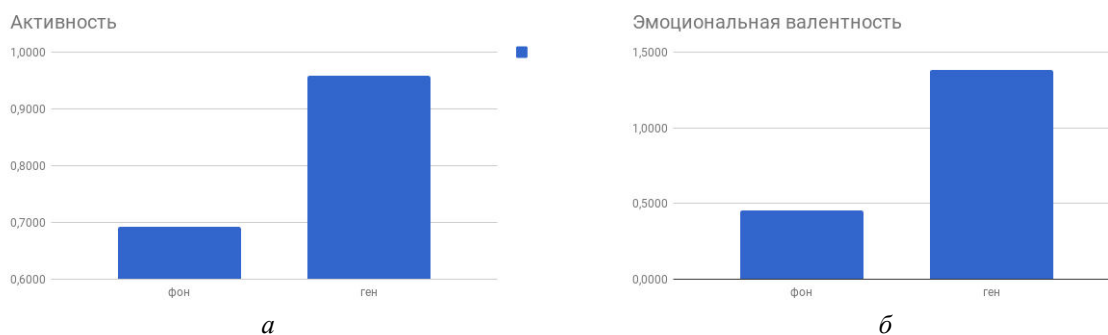


Рис. 4. Вариации активности (а) и эмоциональной валентности (б) оператора при действии электромагнитного шумового излучения

Значение эмоциональной валентности при воздействии электромагнитного шумового излучения увеличилось более чем в три раза относительно фона, а активность выросла на 38,3 % относительно фона. Это является подтверждением положительных эмоций, свидетельствует о появлении возбуждения.

### Заключение

Проведен комплекс экспериментальных исследований электроэнцефалограмм отведений  $Fp1$ ,  $Fp2$ ,  $F3$ ,  $F4$ ,  $P3$ ,  $P4$ ,  $T3$ ,  $T4$ ,  $Fpz$  при действии электромагнитного шумового излучения. Изменение количественных параметров (эмоциональной валентности и активности) показывает, что при действии электромагнитного шумового излучения оператор испытывает возбуждение, получает положительные эмоции. Интерпретация полученных результатов основана на литературных источниках [8, 12]. Анализ спектральных плотностей мощности альфа-ритма электроэнцефалограмм левого и правого височных отведений ( $T3$  и  $T4$  соответственно) показал, что при действии электромагнитного шумового излучения оператор вместо радости в фоне начинает испытывать отвращение [9]. При сравнении спектральных плотностей мощности при шумовом облучении и в фоне показано, что в первом случае реакция оператора в виде эмоции близка к радости. При сравнении спектральных плотностей мощности тета- и альфа-ритмов при действии на головной мозг электромагнитного шумового излучения и в фоне возникают эмоции в виде злости [10]. Интерпретация полученных предварительных результатов об эмоциональном состоянии оператора при действии электромагнитных шумовых излучений свидетельствует о необходимости проведения в этом направлении дальнейших исследований.

### Список литературы

1. Сидоренко А.В. Показатели нелинейной динамики электроэнцефалограмм при наличии излучений мобильной связи и радиопоглощающих полиуретановых композитов // Биомедицинская радиоэлектроника. 2013. № 12. С. 44–52.

2. Павлова Л.Н., Жаворонков Л.П., Дубовик Б.В. Экспериментальная оценка реакций ЦНС на воздействие импульсных ЭМИ низкой интенсивности // Радиация и риск. 2010. Т. 19, № 3. С. 104–119.
3. Yael S. Electromagnetic radiation and health: human indicators // Environmental indicators. 2014. P. 1025–1046.
4. Houston L.J. The effects of radiofrequency electromagnetic radiation on sperm function // Reproduction. 2016. Vol. 152, № 6. P. 263–276.
5. Cindy S. Electromagnetic fields. Pulsed radiofrequency radiation and epigenetics: How Wireless technologies may affect childhood development // Child development. 2017. P. 1–8.
6. Сидоренко А.В. Воздействие шумового излучения на центральную нервную систему // Электроника инфо. 2016. № 1. С. 58–64.
7. Сидоренко А.В., Солодухо Н.А. Нелинейный анализ электроэнцефалограмм оператора при действии электромагнитного шумового излучения // Докл. БГУИР. 2017. № 6. С. 69–75.
8. Danny Onde Bos. EEG-based emotion recognition. The influence of visual and auditory stimuli // Capita Selecta. University of Twente. 2006. P. 1–17.
9. Davidson R.J. Approach-withdrawal and cerebral asymmetry: emotional expression and brain physiology // J. Pers. Soc. Psychol. 1990. Vol. 58, № 2. P. 330–341.
10. Poriesz B. Alcoholism and human electrophysiology // Alcolgol res health. 2003. Vol. 27, № 2. P. 153–160.
11. Сидоренко А.В. Методы информационного анализа биоэлектрических сигналов. Минск: БГУ, 2003. 187 с.
12. Francesca M.M. Emotional valence and arousal affect reading in an interactive way: neuroimaging evidence for an approach-withdrawal framework // Neuropsychologia. 2014. Vol. 56. P. 79–89.

### References

1. Sidorenko A.V. Pokazateli nelinejnoj dinamiki jelektrojencefalogramm pri nalichii izluchenij mobil'noj svjazi i radiopogloshhajushih poliuretanyh kompozitov // Biomedicinskaja radioelektronika. 2013. № 12. S. 44–52. (in Russ.)
2. Pavlova L.N., Zhavoronkov L.P., Dubovik B.V. Jeksperimental'naja ocenka reakcij CNS na vozdejstvie impul'snyh JeMI nizkoj intensivnosti // Radiacija i risk. 2010. T. 19, № 3. S. 104–119. (in Russ.)
3. Yael S. Electromagnetic radiation and health: human indicators // Environmental indicators. 2014. P. 1025–1046.
4. Houston L.J. The effects of radiofrequency electromagnetic radiation on sperm function // Reproduction. 2016. Vol. 152, № 6. P. 263–276.
5. Cindy S. Electromagnetic fields. Pulsed radiofrequency radiation and epigenetics: How Wireless technologies may affect childhood development // Child development. 2017. P. 1–8.
6. Sidorenko A.V. Vozdejstvie shumovogo izluchenija na central'nuju nervnuju sistemu // Jelektronika info. 2016. № 1. S. 58–64. (in Russ.)
7. Sidorenko A.V., Soloduh N.A. Nelinejnij analiz jelektrojencefalogramm operatora pri dejstvii jelektromagnitnogo shumovogo izluchenija // Dokl. BGUIR. 2017. № 6. S. 69–75. (in Russ.)
8. Danny Onde Bos. EEG-based emotion recognition. The influence of visual and auditory stimuli // Capita Selecta. University of Twente. 2006. P. 1–17.
9. Davidson R.J. Approach-withdrawal and cerebral asymmetry: emotional expression and brain physiology // J. Pers. Soc. Psychol. 1990. Vol. 58, № 2. P. 330–341.
10. Poriesz B. Alcoholism and human electrophysiology // Alcolgol res health. 2003. Vol. 27, № 2. P. 153–160.
11. Sidorenko A.V. Metody informacionnogo analiza bioelektricheskikh signalov. Minsk: BGU, 2003. 187 s. (in Russ.)
12. Francesca M.M. Emotional valence and arousal affect reading in an interactive way: neuroimaging evidence for an approach-withdrawal framework // Neuropsychologia. 2014. Vol. 56. P. 79–89.

### Сведения об авторах

Сидоренко А.В., д.т.н., профессор, профессор факультета радиоп физики и компьютерных технологий Белорусского государственного университета.

Солодухо Н.А., аспирант факультета радиоп физики и компьютерных технологий Белорусского государственного университета.

### Адрес для корреспонденции

220030, Республика Беларусь,  
Минск, пр. Независимости, 4  
Белорусский государственный университет  
тел. +375-29-339-14-30;  
e-mail: sidorenkoa@yandex.ru  
Сидоренко Алевтина Васильевна

### Information about the authors

Sidorenko A.V., D.Sci, professor, professor of radiophysics and computer technologies department of Belarusian state university.

Soloduyho N.A., PG student of radiophysics and computer technologies department of Belarusian state university.

### Address for correspondence

220030, Republic of Belarus,  
Minsk, Nezavisimosti ave., 4  
Belarusian state university  
tel. +375-29-339-14-30;  
e-mail: sidorenkoa@yandex.ru  
Sidorenko Alevtina Vasilevna



УДК 62-83: 681.518.54: 534.647

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ РАЗРЕЖЕННОЙ ВЕЙВЛЕТНОЙ ДЕКОМПОЗИЦИИ СИГНАЛОВ ВИБРАЦИИ

Ю.П. АСЛАМОВ, И.Г. ДАВЫДОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 14 сентября 2018*

**Аннотация.** В статье предложено пять модификаций алгоритма разреженной вейвлетной декомпозиции для автоматического анализа временной структуры сигналов вибрации. Проведен сравнительный анализ разработанных модификаций и выбрана лучшая по критерию максимизации скорости декомпозиции сигналов и минимизации ошибки аппроксимации.

*Ключевые слова:* вибродиагностика, разреженная декомпозиция, вейвлет.

**Abstract.** Five modifications of the sparse wavelet decomposition algorithm for automatic analysis of the vibration signals waveform were proposed in the article. A comparative analysis of the developed modifications was carried out and the best one was selected according to the criterion of maximizing the rate of signal decomposition and minimizing the approximation error.

*Keywords:* vibration-based diagnostics, sparse decomposition, wavelet.

**Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 11-17**

**Comparative analysis of algorithms for sparse  
wavelet decomposition of vibration signals**

**Y.P. Aslamov, I.G. Davydov**

### Введение

Автоматические системы вибрационной диагностики, позволяющие проводить оценку технического состояния роторного оборудования без привлечения экспертов, способны в значительной мере продлить срок службы оборудования и снизить эксплуатационные расходы предприятий. Повышение эффективности таких систем связано с разработкой новых методов анализа вибрационных сигналов.

Анализ временной структуры вибрации (ударных и модуляционных процессов) является одним из наиболее перспективных направлений вибрационной диагностики. Такого рода анализ позволяет сформировать качественно новое пространство диагностических признаков для оценки технического состояния подшипников качения и зубчатых передач. Автоматический анализ временной структуры сигналов вибрации может быть осуществлен на базе итерационного алгоритма разреженной вейвлетной декомпозиции (РВД) [1, 2]. Для формирования компактного описания временной структуры вибрации на базе алгоритма РВД ранее авторами была предложена методика формирования словаря вейвлет-функций [2].

В настоящей работе рассмотрено пять модификаций алгоритма разреженной вейвлетной декомпозиции и приведены результаты их сравнительного анализа.

### Теоретический анализ

Алгоритм разреженной вейвлетной декомпозиции [1] представляет собой итерационную процедуру вычитания из сигнала  $x(t)$  вейвлет-функций  $\{\psi_m\}_{m \in \square}$  словаря  $\mathcal{D}$  [2].

На каждой  $i$ -й итерации алгоритма декомпозиции фиксируется тип вычитаемой базисной функции  $\psi_m$ , ее амплитуда  $c_{m,i}$  и временное положение  $\tau_{m,i}$ . В результате работы алгоритма РВД формируется разреженное представление сигнала  $\mathbf{X}$ , характеризующее его набором коэффициентов  $\{\psi_m, c_{m,i}, \tau_{m,i}\}_{(m,i) \in \mathbb{I}^2}$ , а также компактное описание временной структуры сигнала  $\mathbf{W}$  как распределение его энергии по используемым для его декомпозиции вейвлет-функциям словаря  $\mathcal{D}$ .

Разреженная вейвлетная декомпозиция сигналов вибрации осуществляется в окрестности частоты  $\omega_0$  при использовании в качестве базисных функций вейвлетов *MEXP*, *MORL*, *SINP* и *MEXH* [2, 3]. Алгоритм РВД останавливается либо при достижении максимально допустимого количества итераций  $I_{\eta, \max}$  [4], либо при достижении требуемой точности аппроксимации сигнала  $\eta_{\max}$  [4]. Структурная схема алгоритма РВД представлена на рис. 1.

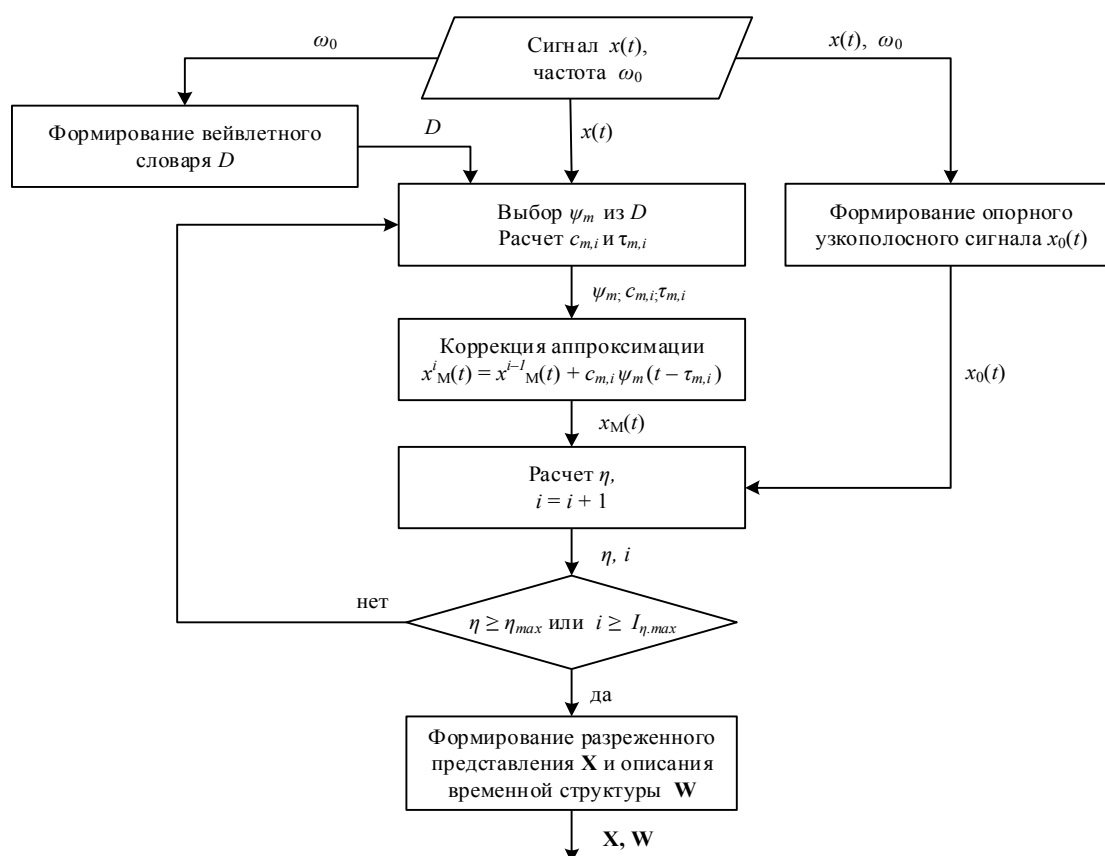


Рис. 1. Обобщенная структурная схема алгоритма разреженной декомпозиции сигнала  $x(t)$  в окрестности частоты  $\omega_0$  по вейвлет-функциям словаря  $\mathcal{D}$

Достоверность формируемого компактного описания временной структуры сигнала  $\mathbf{W}$  во многом определяется критерием выбора оптимальной вейвлет-функции  $\psi_m$  словаря  $\mathcal{D}$  для вычитания из сигнала  $x(t)$  на каждой итерации алгоритма РВД. В основе критериев лежит взаимная корреляционная функция  $C_m(\tau)$  сигнала  $x(t)$  и вейвлета  $\psi_m(t)$ , которая учитывает как энергетику вычитаемых базисных функций, так и их сходство с сигнальными фрагментами:

$$C_m(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \overline{\psi_m(t - \tau)} dt, \quad (1)$$

а также нормированная взаимная корреляционная функция  $R_m(\tau)$  сигнала  $x(t)$  и вейвлета  $\psi_m(t)$ , которая учитывает лишь сходство вычитаемых базисных функций с сигнальными фрагментами:

$$R_m(\tau) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \overline{\psi}_m(t-\tau) dt}{\left\| x_0(t) \cdot W\left(t - t_c^{\psi_m} - T_{eff}^{\psi_m}/2, T_{eff}^{\psi_m}\right) \right\|}, \quad (2)$$

где  $W(t, T)$  – прямоугольная оконная функция длины  $T$ ;  $T_{eff}^{\psi}$  – интервал эффективного носителя вейвлета  $\psi(t)$  [5];  $\overline{\psi}(t)$  – вейвлет с единичной нормой;  $t_c^{\psi_m}$  – смещение энергетического центра вейвлета (относительно начала координат);  $x_0(t)$  – фильтрованный на базе вейвлета Морле в окрестности частоты  $\omega_0$  сигнал  $x(t)$ .

Функция  $R_m(\tau)$  представляет собой взаимную корреляционную функцию  $C_m(\tau)$  сигнала  $x(t)$  и вейвлета  $\psi_m(t)$ , нормированную на интервале эффективного носителя вейвлета  $T_{eff}^{\psi_m}$ , и принимает значения в диапазоне  $R_m(\tau) \in [-1; +1]$ . На основе корреляционных функций  $C_m(\tau)$  и  $R_m(\tau)$  авторами было разработано пять модификаций алгоритма разреженной вейвлетной декомпозиции: «*SWD-C*», «*SWD-R*», «*SWD-C-R*», «*SWD-Q-R*» и «*SWD-Q-C/R*».

1. Модификация «*SWD-C*» на каждой итерации выбирает базисную функцию с максимальным значением функции  $C_m(\tau)$ , т. е. вейвлет-функции с большей длиной эффективного носителя имеют преимущество перед более короткими вейвлет-функциями.

2. Модификация «*SWD-R*» оптимальной считает базисную функцию с максимальным значением нормированной функции  $R_m(\tau)$ , т. е. преимущество отдается вейвлетам с наиболее близкой к сигнальным фрагментам временной структурой (без учета энергетики).

3. Модификация «*SWD-C-R*» осуществляет поиск  $k$  вейвлетов с наибольшими значениями функций  $C_m(\tau)$ , из которых выбирает один с максимальным значением  $R_m(\tau)$ .

4. Модификация «*SWD-Q-R*» определяет вектор максимальных значений  $\mathbf{c} = \{c_{m \max}\}_{m \in \square}$  набора функций  $\{C_m(\tau)\}_{m \in \square}$  и вектор соответствующих им значений  $\mathbf{r} = \{r_m\}_{m \in \square}$  из набора функций  $\{R_m(\tau)\}_{m \in \square}$ , а затем рассчитывает вектор коэффициентов  $\mathbf{q}$ :

$$\mathbf{q} = \sqrt{\frac{(1-w)\overline{\mathbf{c}}^2 + (1+w)\overline{\mathbf{r}}^2}{2}}, \quad (3)$$

где  $\overline{\mathbf{c}}$  и  $\overline{\mathbf{r}}$  – нормированные по амплитуде векторы  $\mathbf{c}$  и  $\mathbf{r}$ ;  $w$  – весовой коэффициент, оптимальное значение которого  $w = 0,1$  было получено эмпирически.

В итоге из  $k$  вейвлетов с наибольшими значениями коэффициентов  $\mathbf{q}$  модификация «*SWD-Q-R*» выбирает один с максимальным значением нормированной функции  $R_m(\tau)$ .

5. Модификация «*SWD-Q-C/R*» аналогична «*SWD-Q-R*» за одним исключением: на последнем шаге оптимальным из  $k$  вейвлетов считается вейвлет с максимальным значением нормированной функции  $R_m(\tau)$ , только если наибольшим значениям коэффициентов  $\mathbf{q}$  соответствуют вейвлеты *MORL* и *SINP* [4]; в остальных случаях оптимальным считается вейвлет с максимальным значением корреляционной функции  $C_m(\tau)$ .

### Методика эксперимента

Для проведения сравнительного анализа разработанных модификаций алгоритма РВД были использованы модельные сигналы двух типов:

а) «*AM*» – амплитудно-модулированное колебание с индексом модуляции  $m = 0,5$ :

$$s^{AM}(t) = [1 + m \cos(\omega_0 t / FF)] \cdot \sin(\omega_0 t), \quad (4)$$

где  $\omega_0 = 2\pi f_0$  – циклическая несущая частота, рад/с;  $FF$  – коэффициент формы, определяющий частоту модулирующего колебания;

б) «EXP» – последовательность импульсов  $s_0^{EXP}(t)$  с частотой следования  $f_R = 10$  Гц:

$$s_0^{EXP}(t) = \begin{cases} \sin(\omega_0 t) \cdot \exp\left(-\frac{2\pi FF}{\omega_0} t\right), & 0 \leq t < \infty \\ 0, & -\infty < t < 0, \end{cases} \quad (5)$$

где  $FF$  – коэффициент формы, определяющий количество осцилляций в пределах импульса.

Длительность модельных сигналов составляла  $T = 10$  с, частота дискретизации  $F_s = 100$  кГц, несущая частота  $f_0 = 100$  кГц. Коэффициент формы  $FF$  сигнала «AM» варьировался в пределах  $FF \in [5; 160]$ , а сигнала «EXP» – в пределах  $FF \in [0, 5; 32]$ . Временная структура сигналов при различных значениях коэффициента  $FF$  представлена на рис. 2.

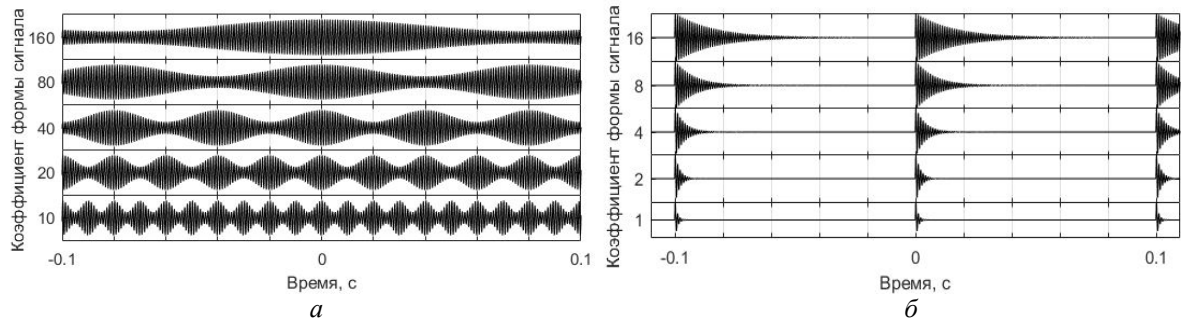


Рис. 2. Зависимость временной структуры модельных сигналов «AM» и «EXP» от величины их коэффициента формы  $FF$ :  
а – сигнал «AM»; б – сигнал «EXP»

Для каждого значения коэффициента формы  $FF$  модельных сигналов было сформировано «опорное» (идеальное) компактное описание временной структуры  $\mathbf{W}_0$ . Кроме того, на базе каждой разработанной модификации РВД формировалось компактное описание временной структуры модельных сигналов  $\mathbf{W}$  при точности аппроксимации  $\eta_{\max} = 0,75$ .

Сравнительный анализ модификаций алгоритма РВД осуществлялся в терминах:

– скорость аппроксимации  $\xi(\%)$  сигнала с точностью  $\eta$ :

$$\xi(\%) = (1 - I_\eta / I_{\eta, \max}) \times 100\%, \quad (6)$$

где  $I_{\eta, \max}$  – максимально допустимое количество итераций алгоритма РВД для достижения точности аппроксимации  $\eta$  [4];  $I_\eta$  – количество итераций, необходимое для модификации РВД.

– ошибка аппроксимации  $e_W(\%)$ :

$$e_W(\%) = d(\mathbf{W}_{SWD}^{BF}, \mathbf{W}_0^{BF}) / d_{\max} \times 100\%, \quad (7)$$

где  $d(\mathbf{W}, \mathbf{W}_0)$  – евклидово расстояние между полученным  $\mathbf{W}$  (на основе модификации РВД) и опорным  $\mathbf{W}_0$  компактными описаниями временной структуры модельных сигналов,  $d_{\max} = \sqrt{2}$ .

– эффективность модификации РВД  $\alpha(\%)$ :

$$\alpha(\%) = \sqrt{\frac{w_1 \cdot \xi^2 + w_2 \cdot (1 - e_W)^2}{2}} \times 100\%, \quad (8)$$

где  $w_{1,2} \in [0; 1]$  – весовые коэффициенты для параметров  $\xi$  и  $e_W$  соответственно, получаемые по кривым  $w_1(\xi)$  и  $w_2(1 - e_W)$ , изображенным на рис. 3.

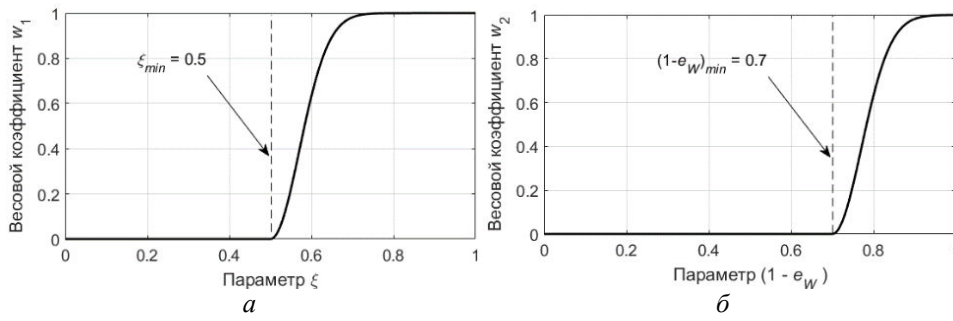


Рис. 3. Зависимость величины весового коэффициента  $w$  от значения параметра:  $a$  – скорость аппроксимации  $\xi$ ;  $b$  – ошибка аппроксимации  $e_W$

### Результаты и их обсуждение

Зависимости вида компактного описания временной структуры модельного сигнала «AM» от величины его коэффициента формы  $FF$  для различных модификаций алгоритма РВД приведены на рис. 4, б–е. Аналогичная зависимость для опорного компактного описания временной структуры  $W_0$  сигнала «AM» изображена на рис. 4, а. На рисунках вейвлеты словаря обозначены следующими символами:  $MEXH$  – «N»,  $MEXP$  – «m»,  $MORL$  – «g»,  $SINP$  – «s».

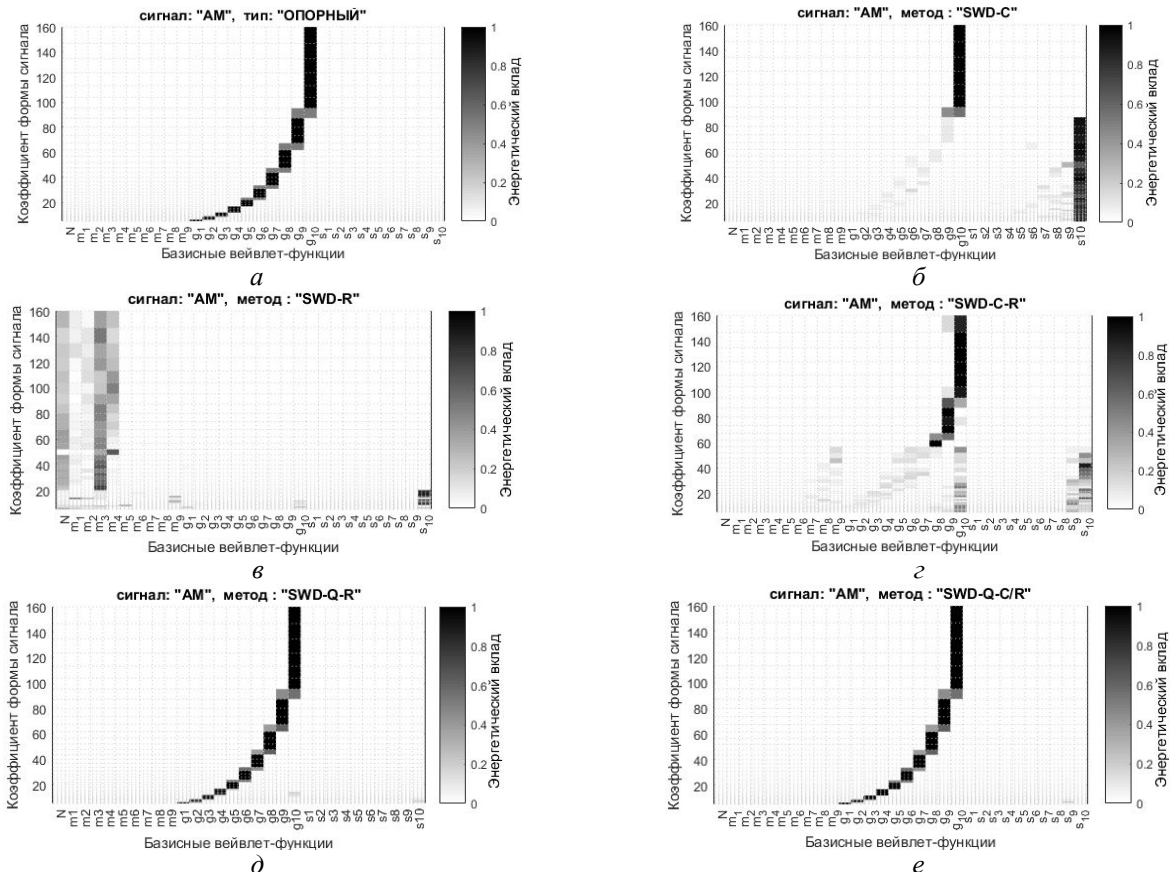


Рис. 4. Зависимость вида компактного описания временной структуры модельного сигнала «AM» от коэффициента формы  $FF$  сигнала для модификации алгоритма разреженной вейвлетной декомпозиции:  $a$  – опорное компактное описание временной структуры  $W_0$ ;  $b$  –  $SWD-C$ ;  $в$  –  $SWD-R$ ;  $г$  –  $SWD-C-R$ ;  $д$  –  $SWD-Q-R$ ;  $е$  –  $SWD-Q-C/R$

Компактные описания временной структуры модельных сигналов «EXP», полученные на базе разработанных модификаций РВД, приведены на рис. 5, б–е.

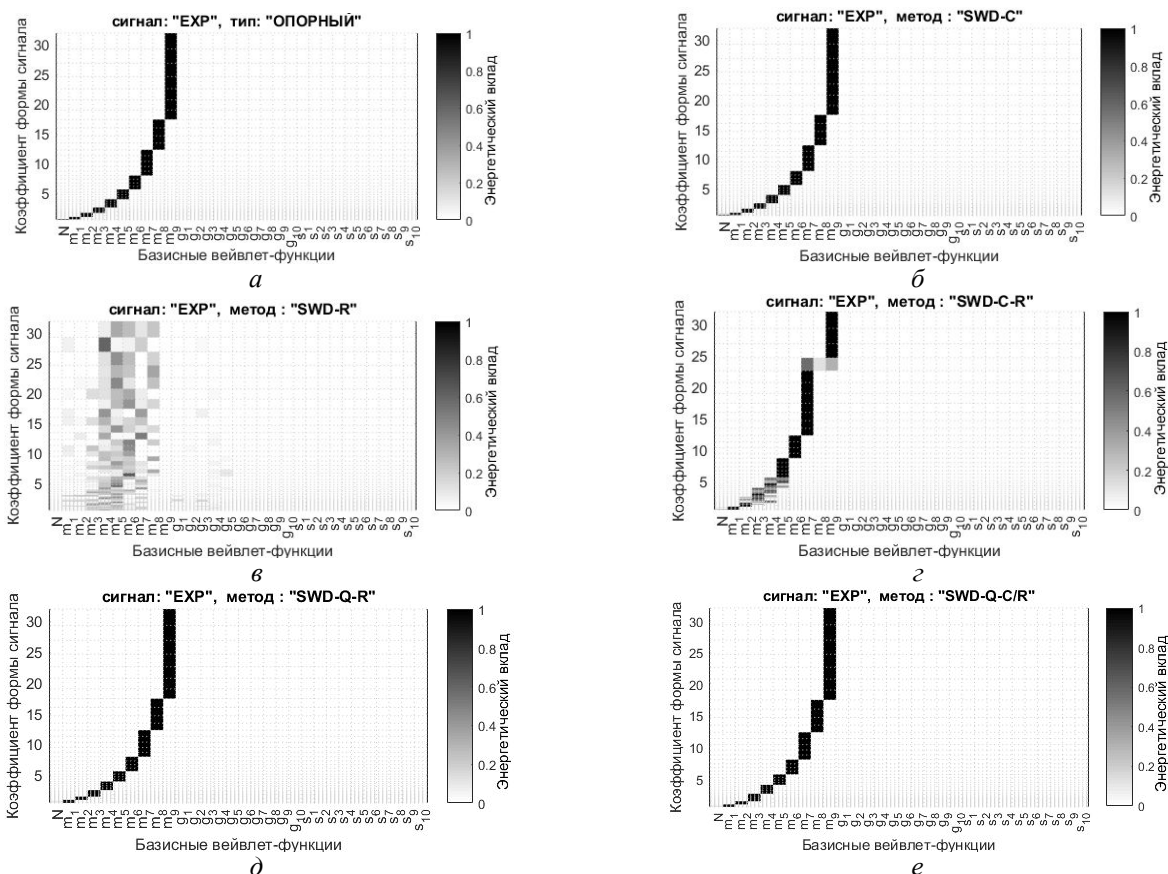


Рис. 5. Зависимость вида компактного описания временной структуры модельного сигнала «EXP» от коэффициента формы  $FF$  сигнала для модификации алгоритма разреженной вейвлетной декомпозиции:  $a$  – опорное компактное описание временной структуры  $W_0$ ;  $b$  – SWD-C;  $b$  – SWD-R;  $z$  – SWD-C-R;  $d$  – SWD-Q-R;  $e$  – SWD-Q-C/R

Рассчитанные для каждой модификации РВД значения параметра эффективности  $\alpha$ (%) сведены в таблицу. Лучшие результаты выделены в таблице серым цветом.

#### Сравнительный анализ модификаций РВД

Сигнал	Эффективность модификации РВД $\alpha$ , %				
	SWD-C	SWD-R	SWD-C-R	SWD-Q-R	SWD-Q-C/R
AM	67,42	0	65,63	91,20	91,59
EXP	90,50	0	57,78	87,29	91,38
Среднее значение	78,96	0	61,71	89,25	91,49

На основе проведенного сравнительного анализа разработанных модификаций РВД было сделано заключение, что в среднем лучшей эффективностью (наибольшей скоростью аппроксимации при наименьшей ошибке аппроксимации) обладает алгоритм «SWD-Q-C/R» –  $\alpha = 91,49\%$ . Указанный алгоритм при выборе оптимальной базисной функции для вычитания из сигнала на каждом шаге учитывает и сходство базисных функций с сигнальными фрагментами, и энергетику последних.

В соответствии с таблицей наименьшей эффективностью ( $\alpha = 0$ ) обладает модификация «SWD-R», осуществляющая выбор оптимальной вейвлет-функции на каждой итерации РВД только на основе ее сходства с сигнальными фрагментами (без учета энергетики последних).

#### Заключение

В работе рассмотрено пять модификаций алгоритма разреженной вейвлетной декомпозиции: «SWD-C», «SWD-R», «SWD-C-R», «SWD-Q-R» и «SWD-Q-C/R». В результате

проведенного сравнительного анализа разработанных модификаций для оценки временной структуры сигналов вибрации предложено использовать модификацию «*SWD-Q-C/R*», обеспечивающую в среднем наибольшую скорость аппроксимации и наименьшую ошибку аппроксимации (эффективность работы алгоритма на модельных сигналах составила  $\alpha = 91,49\%$ ).

### Список литературы

1. Разреженная вейвлетная декомпозиция в задачах вибродиагностики роторного оборудования / Ю.П. Асламов [и др.] // Докл. БГУИР. 2017. № 8. С. 91–98.
2. Асламов Ю.П., Давыдов И.Г. Вейвлет-функция для диагностики подшипников качения // Вестн. ПГУ. 2018. № 11. С.14–21.
3. Вейвлет-функции для диагностики зубчатых передач / Ю.П. Асламов [и др.] // Вестн. ПГУ. 2018. № 3. С. 38–46.
4. Асламов Ю.П., Давыдов И.Г. Избыточный вейвлетный словарь для разреженной декомпозиции сигналов вибрации // Вестн. ПГУ. 2018. № 4. С. 86–94.

### References

1. Razrezhennaja vejvletnaja dekompozicija v zadachah vibrodiagnostiki rotornogo oborudovaniya / Ju.P. Aslamov [i dr.] // Dokl. BGUIR. 2017. № 8. S. 91–98. (in Russ.)
2. Aslamov Ju.P., Davydov I.G. Vejvlet-funkcija dlja diagnostiki podshipnikov kachenija // Vestn. PGU. 2018. № 11. S.14-21. (in Russ.)
3. Vejvlet-funkcii dlja diagnostiki zubchatyh peredach / Ju.P. Aslamov [i dr.] // Vestn. PGU. 2018. № 3. S. 38–46. (in Russ.)
4. Aslamov Ju.P., Davydov I.G. Izbytochnyj vejvletnyj slovar' dlja razrezhennoj dekompozicii signalov vibracii // Vestn. PGU. 2018. № 4. S. 86–94. (in Russ.)

### Сведения об авторах

Асламов Ю.П., аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Давыдов И.Г., к.т.н., доцент 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. +375-17-293-86-79;  
e-mail: aslamov.yura@gmail.com  
Асламов Юрий Павлович

### Information about the authors

Aslamov Y.P., PG student of information radiotechnologies 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.

### 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 621.396.969.1

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДВУХКАНАЛЬНЫХ УГЛОВЫХ ДИСКРИМИНАТОРОВ ПРИ ЛИНЕЙНОМ СКАНИРОВАНИИ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ

М.М. БУЛАШ, С.В. ШАЛЯПИН

ОАО «АЛЕВКУРП», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 9 января 2019

**Аннотация.** Приведены результаты сравнительного анализа разных типов дискриминаторов, работающих при линейном сканировании диаграммы направленности, а также дискриминатора моноимпульсной пеленгации, работающего по методу амплитудного мгновенного сравнения.

*Ключевые слова:* пеленгация, линейное сканирование, дискриминатор, корреляция.

**Abstract.** The comparative analysis results of various types of discriminators operating under linear scanning of the radiation pattern, as well as the single-pulse direction finding discriminator using the comparison amplitude method are presented.

*Keywords:* direction finding, linear scanning, discriminator, correlation.

**Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 18-24**  
**Comparative analysis of two-channel angular discriminators**  
**under linear scanning of the antenna radiation pattern**  
**M.M. Bulash, S.V. Shaliapin**

### Введение

В [1, 2] произведен синтез и получены структурные схемы оптимального дискриминатора угломера при линейном сканировании диаграммы направленности антенны (ДНА), использующего для снижения флуктуационных ошибок второй канал обработки сигнала с несканирующей антенной. В [3] приведен синтез более простого оптимального дискриминатора для сигналов, не имеющих междупериодной корреляции.

Следующий шаг в упрощении структуры дискриминатора сделан в [4] путем перехода к квазиоптимальной структуре углового дискриминатора, работающего по быстро флуктуирующему или шумоподобному сигналу. Для количественной оценки эффективности предложенных в [1–4] дискриминаторов, сравнения их эффективности с классическими типами дискриминаторов в настоящей работе представлены результаты имитационного моделирования, где определялась смещенность оценки, а также флуктуационные ошибки измерения угловых координат источника излучения.

### Описание исследуемых дискриминаторов

Работа синтезированного в [1] оптимального двухканального дискриминатора угломера (ОД) при линейном сканировании ДНА основана на поиске максимума отношения правдоподобия [5–8]:



$$Z(\hat{\theta}_c, \theta_c) = \xi^\dagger(\theta_c) \left[ \mathbf{Q}^\Phi - \mathbf{Q}^{c+\Phi}(\hat{\theta}_c) \right] \xi(\theta_c) + \ln \left( \frac{\text{Det}(\mathbf{R}^\Phi)}{\text{Det}(\mathbf{R}^{c+\Phi}(\hat{\theta}_c))} \right) \quad (1)$$

где  $\xi(\theta_c) = \{\xi_0, \dots, \xi_i, \dots, \xi_N\}^T$  – отсчеты принятого сигнала  $\text{Det}(\cdot)$  – определитель матрицы;  $\mathbf{R}^\Phi$  – корреляционная матрица радиолокационного фона (смесь помехи и шума);  $\mathbf{R}^{c+\Phi}(\hat{\theta}_c)$  – корреляционная матрица принятого сигнала (смесь отраженного сигнала, помехи и шума);  $\mathbf{Q}^\Phi$  – обратная корреляционная матрица фона  $\mathbf{Q}^\Phi = (\mathbf{R}^\Phi)^{-1}$ ;  $\mathbf{Q}^{c+\Phi}(\hat{\theta}_c)$  – обратная корреляционная матрица принятой смеси сигнала и фон  $\mathbf{Q}^{c+\Phi}(\hat{\theta}_c) = (\mathbf{R}^{c+\Phi}(\hat{\theta}_c))^{-1}$ ;  $(\cdot)^\dagger$  – эрмитово сопряжение;  $\theta_c$  – истинное угловое положение источника сигнала;  $\hat{\theta}_c$  – оцениваемое угловое положение источника сигнала.

При работе по быстро флуктуирующему (шумоподобному) сигналу его корреляционная матрица имеет блочно-диагональный вид с блок-матрицами размером  $2 \times 2$ . Алгоритм (1) и структура оптимального двухканального дискриминатора для шумоподобного сигнала (далее (ОДДШС) могут быть существенно упрощены [3]. Дальнейшее упрощение структуры дискриминатора связано с переходом от оптимального к квазиоптимальному двухканальному дискриминатору шумоподобного сигнала (КДДШС) [4]. Такой переход основан на требовании высокого отношения сигнал/фон и как следствие – отказе от учета корреляционной матрицы фона  $\mathbf{Q}^\Phi$  и второго слагаемого в правой части выражения (1).

Помимо этих дискриминаторов в радиолокационной технике известны дискриминаторы на основе эвристических подходов, в которых сигнал на их входе представляет собой отношение сигнала в канале сканирующей антенны к сигналу в канале несканирующей антенны. Это позволяет частично компенсировать флуктуации сигнала на входе дискриминатора. Принцип работы такого дискриминатора поясняет рис. 1, где  $\xi_{ca}(\theta_c)$  – сигнал в канале сканирующей антенны,  $\xi_{na}(\theta_c)$  – сигнал несканирующей антенны. Такой дискриминатор будем называть двухканальным дискриминатором с делением сигналов (ДДДС).

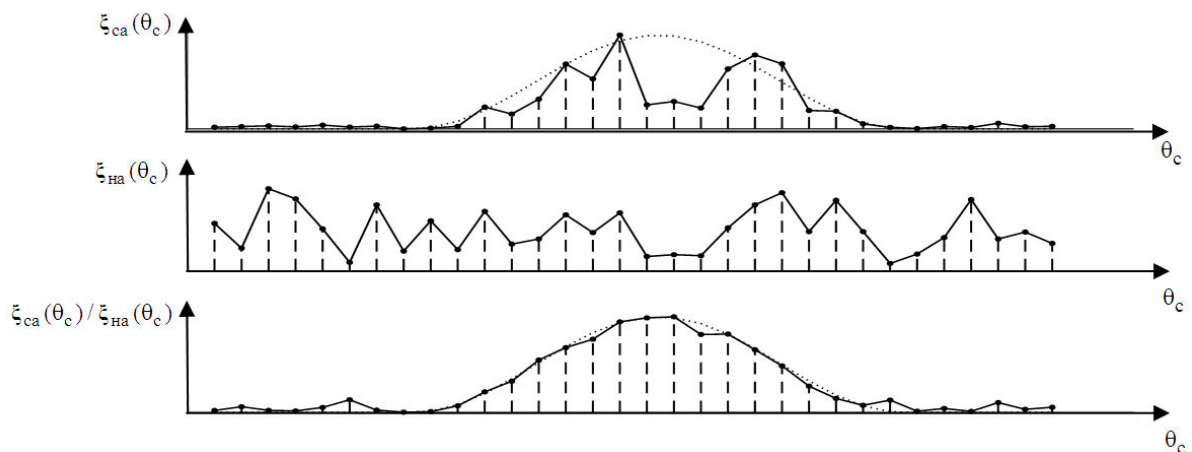


Рис. 1. Иллюстрация компенсации междупериодной флуктуации пачки

Для сравнения, кроме описанных выше двухканальных дискриминаторов в данной работе будут исследованы и классические дискриминаторы: оптимальный одноканальный дискриминатор при линейном сканировании ДНА (ООД) и дискриминатор, работающий по методу амплитудного мгновенного сравнения (АМС), который по своей структуре относится к двухканальным квазиоптимальным дискриминаторам. Следует отметить, что дискриминатор, работающий по методу АМС, тоже является двухканальным.

## Описание модели и результаты моделирования

Для исследования дискриминаторов использовалась программно-реализованная имитационная модель, имеющая следующие характеристики:

- ширина сканирующей ДНА  $1,1^\circ$
- число временных отсчетов (периодов повторения) сигнала в секторе сканирования  $N = 19$ ;
- время дискретизации (период повторения) отсчетов  $T_n = 250$  мкс;
- скорость сканирования антенны  $\Omega_a = 644$  °/с;
- количество циклов моделирования  $M = 10000$ ;
- корреляционная функция полезного сигнала во временной области соответствует экспоненциально-параболической функции;
- функция, аппроксимирующая огибающую сканирующей ДНА:

$$U_{ca}(\varphi) = \begin{cases} U \cos(\varphi)^2, & |\varphi| \leq \frac{\pi}{2} \\ 0, & |\varphi| > \frac{\pi}{2} \end{cases},$$

где  $U$  – амплитуда огибающей,  $\varphi$  – угловое направление;

- множитель огибающей несканирующей ДНА в секторе сканирования  $U_{на} = 1$ ;
- мощность шума приемника (одинакова для обоих каналов)  $\sigma_0^2 = 10$ ;
- мощность полезного сигнала  $\sigma_c^2 = \rho \sigma_0^2$ ,  $\rho$  – отношение сигнал/шум на входе приемной антенны;
- фон представлен шумом приемника;
- угловое положение источника сигнала  $\theta_c = 0,15^\circ$ ;
- время корреляции сигнала и отношение сигнал/шум считаются известными.

Оценке подлежали отклонение математического ожидания (МО) измеренной угловой координаты источника сигнала от его истинного значения (смещенность оценки) и среднее квадратическое отклонение (СКО) оценки угловой координаты в зависимости от времени корреляции сигнала пачки, отношения сигнал/шум и коэффициента междуканальной корреляции.

На рис. 2 представлены зависимости СКО и МО оценки углового положения источника сигнала от времени корреляции сигнала при отношении сигнал/шум  $\rho = 30$  дБ и коэффициенте междуканальной корреляции  $h_{01} = 1$ .

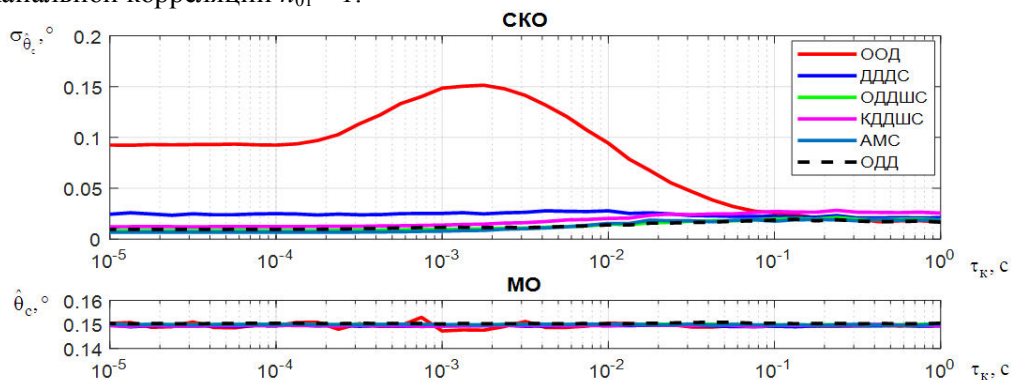


Рис. 2. Зависимость СКО измеренного угла от времени корреляции полезного сигнала при абсолютной междуканальной корреляции

Результаты моделирования показывают, что оценки МО угловой координаты не смещены (рис. 2) и соответствуют истинному угловому положению источника сигнала для всех типов дискриминаторов, что свидетельствует о правильности их работы. На рис. 2 можно наблюдать многократное увеличение СКО оценки угловой координаты для ООД по мере убывания времени корреляции. Пик СКО оценки угловой координаты в ООД наблюдается при времени корреляции  $\tau_k = 1,7$  мс, которое соизмеримо с эффективной длительностью пачки.

В этом случае смещение энергетического центра пачки максимально.

Остальные двухканальные дискриминаторы показывают существенно меньшие ошибки оценки угловой координаты при сильно флуктуирующем сигнале. При этом работающие на основе квазиоптимальных и эвристических алгоритмов КДДШС и ДДС показывают худшие точности по сравнению с дискриминаторами, работающими по оптимальным алгоритмам.

Из-за выбранного высокого отношения сигнал/фон двухканальные дискриминаторы ОДД, ОДДШС и работающий по методу АМС осуществляют некогерентное накопление временных отсчетов сигнала [5] и показывают практически равные точности оценок угловой координаты. На рис. 3 представлены зависимости СКО и МО оценки угловой координаты источника излучения сигнала от времени корреляции  $\tau_k$  для двух значений коэффициентов междуканальной корреляции сигнала  $h_{01} = 0,95$  и  $h_{01} = 0,75$ .

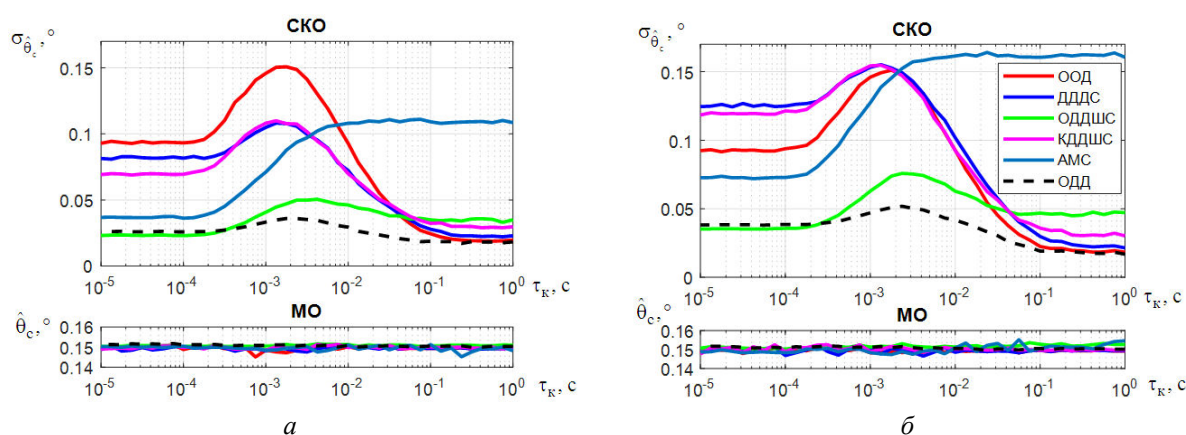


Рис. 3. Зависимости СКО и МО измеренного угла от времени корреляции для  $h_{01} = 0,95$  (а) и  $h_{01} = 0,75$  (б)

Анализируя зависимости, представленные на рис. 3, видно, что с уменьшением междуканальной корреляции, точность измерения угловой координаты также снижается. При этом можно выделить три характерных участка. Первый участок ( $\tau_k > 100$  мс) соответствует случаю сильно коррелированного по времени сигнала, пачка флуктуирует дружно. На данном участке наихудшую точность показывает дискриминатор, работающий по методу АМС. Это происходит из-за того, что структура такого дискриминатора была получена в предположении единичной корреляции сигнала в обоих его каналах. Остальные дискриминаторы для этого случая ( $\tau_k > 100$  мс) показывают меньшие СКО угловой координаты. При этом ОДДШС и КДДШС, не учитывающие временную корреляцию сигнала, показывают худшие результаты, по сравнению с одноканальным и двухканальными дискриминаторами, учитывающими эту корреляцию.

Второй участок при  $\tau_k < 0,1$  мс соответствует случаю быстрых флуктуаций сигнала. Двухканальные дискриминаторы (ОДД, ОДДШС) при обработке быстро флуктуирующего сигнала являются оптимальными и показывают наилучшие характеристики. Эффективность АМС выросла по сравнению со случаем сильно коррелированного по времени сигнала из-за усреднения оценки угловой координаты в течении времени наблюдения сигнала. ООД, КДДШС и ДДС многократно проигрывают в точности оптимальным двухканальным дискриминаторам. Промежуточный участок – при  $0,1 \text{ мс} \leq \tau_k \leq 100 \text{ мс}$ . Особенностью данного диапазона является то, что здесь наблюдается возрастание ошибки угломеров для всех типов дискриминаторов. Пик СКО наблюдается при времени корреляции  $\tau_k \approx 2$  мс. Однако и в этом случае оптимальный двухканальный дискриминатор показывает наименьшую СКО оценки угловой координаты. С учетом наличия трех типовых участков зависимостей СКО от времени корреляции дальнейшее моделирование проводилось для трех значений времени корреляции:  $\tau_k = 100$  мс,  $\tau_k = 2$  мс,  $\tau_k = 0,01$  мс.

На рис. 4 и рис. 5 представлены зависимости СКО измеренного углового положения источника сигнала от отношения сигнал/шум для времени корреляции полезного сигнала  $\tau_k = 100$  мс,  $\tau_k = 2$  мс,  $\tau_k = 0,01$  мс при  $h_{01} = 1$  и  $h_{01} = 0,9$  соответственно.

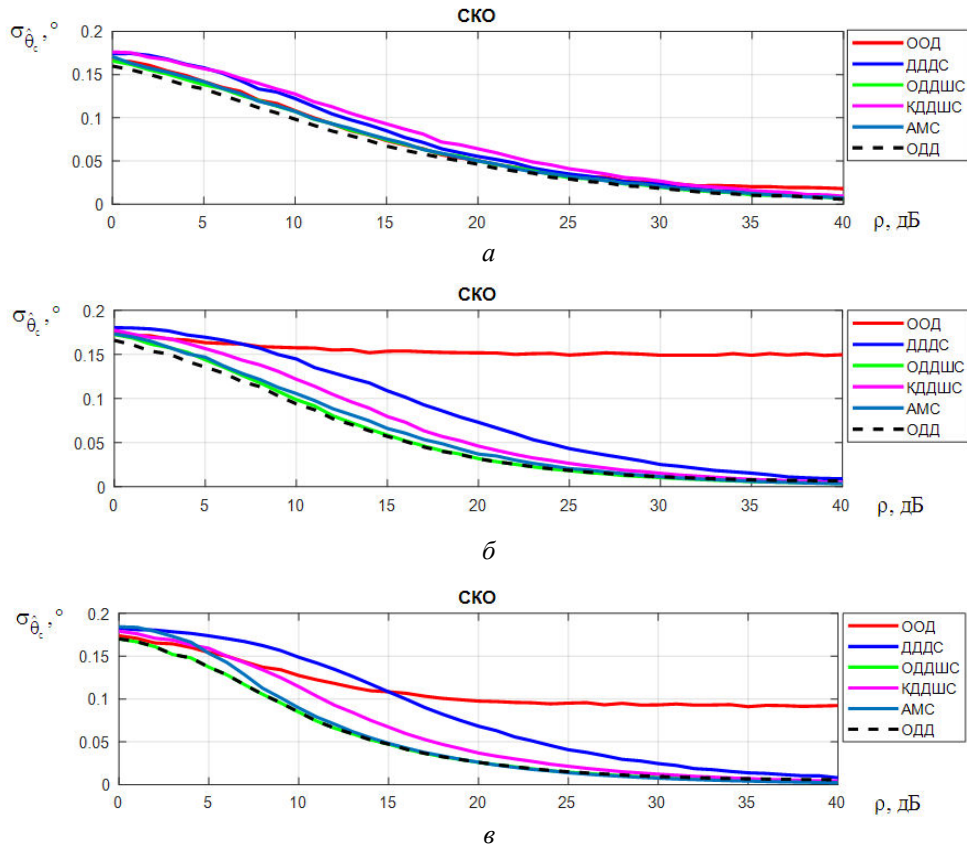


Рис. 4. Зависимости СКО измеренного угла от отношения сигнал/шум для  $h_{01} = 1$  при  $\tau_k = 100$  мс (а),  $\tau_k = 2$  мс (б),  $\tau_k = 0,01$  мс (в)

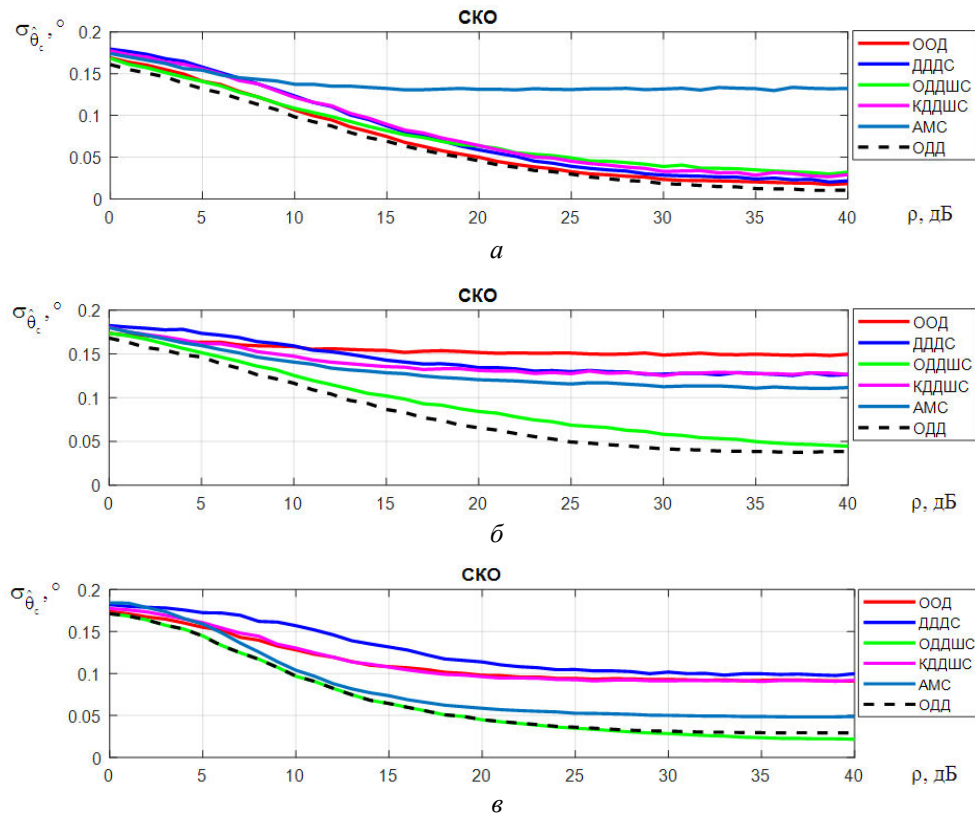


Рис. 5. Зависимости СКО измеренного угла от отношения сигнал/шум для  $h_{01} = 0,9$  при  $\tau_k = 0,01$  мс (а),  $\tau_k = 2$  мс (б),  $\tau_k = 100$  мс (в)

В случае дружно флуктуирующей пачки, рис. 4, а, СКО оценки угловой координаты для всех типов дискриминаторов очень близки. Использование двухканальных дискриминаторов в таких условиях нецелесообразно. Для быстро флуктуирующего сигнала, рис. 4, б, в, с ростом отношения сигнал/шум эффективность двухканальных дискриминаторов существенно превышает эффективность одноканального дискриминатора. Оптимальные двухканальные дискриминаторы (ОДДШС, ОДД) по эффективности не уступают, а при малом отношении сигнал/шум даже превосходят дискриминатор, работающий в соответствии с методом АМС. Эвристический и квазиоптимальный двухканальные ДДДС и КДДШС по своей эффективности занимают промежуточное положение между оптимальным двухканальным и одноканальным дискриминаторами.

Сравнение зависимостей рис. 4 и рис. 5 показывает, что снижение междуканальной корреляции каналов отрицательно сказывается на точности всех двухканальных дискриминаторов, это было показано и ранее на рис. 3. Особенно сильно это проявляется в дискриминаторе АМС, ДДДС и КДДШС. ООД в силу своей одноканальности не чувствителен к изменению междуканальной корреляции. Оптимальные двухканальные дискриминаторы (ОДД и ОДДШС), несмотря на общее снижение точности в измерении угловой координаты, имеют наибольшую эффективность среди дискриминаторов, рассмотренных в данной статье.

### Заключение

В работе путем статистического моделирования было проведено сравнение ошибок разовой оценки угловой координаты цели оптимального одноканального дискриминатора, оптимальных и квазиоптимальных двухканальных дискриминаторов, работающих по методу линейного сканирования ДНА и дискриминатора моноимпульсного измерителя, работающего по методу АМС. Результаты моделирования показали, что для быстро флуктуирующих сигналов с высокой междуканальной корреляцией двухканальные дискриминаторы имеют существенно меньшие ошибки оценки угловой координаты цели по сравнению с одноканальным дискриминатором, работающим по методу линейного сканирования диаграммы направленности. В квазиоптимальных двухканальных дискриминаторах (ДДДС и КДДШС) точность оценки угловой координаты существенно снижается при работе по быстро флуктуирующему сигналу или при малом коэффициенте междуканальной корреляции. ОДД при работе по сигналам с сильной междуканальной корреляцией практически совпадает по эффективности с дискриминатором АМС. Однако при снижении коэффициента междуканальной корреляции эффективность метода АМС существенно падает.

Таким образом, при проектировании пеленгаторов предпочтение следует отдавать двухканальным угловым дискриминаторам, при этом следует выбирать технические решения, направленные на обеспечение максимально возможной междуканальной корреляции сигнала на входе дискриминатора.

### 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. 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. Булаш М.М., Давыденко И.Н., Шаляпин С.В. Квазиоптимальный дискриминатор двухканального измерителя угловых координат источника быстрофлуктуирующего сигнала в радиолокационной станции с линейным сканированием диаграммы направленности антенны // Докл. БГУИР. 2018. № 2 (112). С. 33–38.
5. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и РЭБ. Ч.1. Основы радиолокации. М., 1983. 456 с.
6. 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.

7. Адхам Салим Аль-Муаз, Шаляпин С.В. Устройства обработки амплитудных регулярно-коррелированных сигналов // Докл. БГУИР. 2007. № 3 (19). С. 43–49.
8. 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. 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. Bulash M.M., Davydenko I.N., Shaljapin S.V. Kvazioptimal'nyj diskriminator dvuhkanal'nogo izmeritelja uglovyh koordinat istochnika bystrofluktuirujushhego signala v radiolokacionnoj stancii s linejnym skanirivaniem diagrammy napravlenosti anteny // Dokl. BGUIR. 2018. № 2 (112). S. 33–38. (in Russ.)
5. Ohrimenko A.E. Osnovy radiolokacii i RJeB. Ch.1. Osnovy radiolokacii. M., 1983. 456 s. (in Russ.)
6. 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.)
7. Adham Salim Al'-Muaz, Shaljapin S.V. Ustrojstva obrabotki amplitudnyh reguljarno-korrelirovannyh signalov // Dokl. BGUIR. 2007. № 3 (19). S. 43–49. (in Russ.)
8. Jarmolik S.N., Shaljapin S.V. Reshenie zadachi raspoznavanija klassov ob'ektov na osnove bystryh algoritmov cifrovoj obrabotki signalov // Dokl. BGUIR. 2003. Т. 1, № 3. S. 24–27. (in Russ.)

#### Сведения об авторах

Булаш М.М., младший научный сотрудник  
ОАО «АЛЕВКУРП».

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

#### Адрес для корреспонденции

220043, Республика Беларусь,  
г. Минск, пр. 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., junior researcher of JSC «ALEVKURP».

Shaliapin 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 004.045

## МОРФОЛОГИЧЕСКИЙ И СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ГИСТОЛОГИЧЕСКОЙ ТКАНИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЛУБОКИХ СВЕРТОЧНЫХ СЕТЕЙ

С.В. ТРУХАН<sup>1</sup>, А.М. НЕДЗЬВЕДЬ<sup>1</sup>, А. КОЛЕР<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Объединенный институт проблем информатики НАН Беларуси, Республика Беларусь

<sup>2</sup>Норвежский университет естественных наук, Ос, Норвегия

Поступила в редакцию 3 августа 2018

**Аннотация.** Представлены результаты исследования применения глубоких сверточных нейронных сетей к гиперспектральным изображениям.

**Ключевые слова:** гиперспектральное изображение, глубокие сверточные нейронные сети.

**Abstract.** The results of a study of the application of deep neural convolutional networks to hyperspectral images are presented.

**Keywords:** hyperspectral image, deep convolution neural networks.

**Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 25-31**  
**Morphological and spectral analysis of histological tissue**  
**with the use of deep convolutional networks**  
**S.V. Trukhan, A.M. Nedzved, A. Kohler**

### Введение

Гиперспектральное инфракрасное изображение представляет собой форму инфракрасной спектроскопии, в которой спектры отбираются на плоскости изображения. Полученное спектральное изображение является трехмерным. Полный спектр получается в каждом пикселе изображения. Существует экспериментальный способ получения спектров. В этом случае гиперспектральные изображения создаются путем последовательного сканирования плоскости изображения пиксель за пикселем. Альтернативным способом является использование так называемых детекторов матрицы фокальной плоскости, при котором полные гиперспектральные инфракрасные изображения могут быть получены мгновенно. Недавно было показано, что инфракрасные спектры инфракрасных гиперспектральных изображений могут быть использованы для безмаркерной классификации опухолей рака легкого по опухолевым подтипам [1]. Текущие эталонные модели основаны на спектральной информации, которая представляет собой биохимический отпечаток образца ткани. Размер спектральной информации обычно составляет 1000–2000 значений поглощения, полученных в заранее определенных волновых числах в средней инфракрасной области.

Используются различные подходы многомерной классификации образцов тканей на здоровую и больную на основе высокоразмерной спектральной информации, присущей каждому инфракрасному спектру. Они включают в себя искусственные нейронные сети [2–5], случайные леса [1, 6], опорные векторные машины [7–9] и т. д. Изображение инфракрасной спектроскопии обычно состоит из нескольких тысяч до нескольких сотен тысяч пикселей (область изображения) с полным инфракрасным спектром в каждом пикселе. Каждый спектр содержит от нескольких сотен до нескольких тысяч частотных показаний. Таким образом, он содержит глубокую спектральную область. Информация для медицинской диагностики рака



присутствует как в спектральной области, так и в области изображения. Спектральная область содержит информацию о рассеянии и поглощении, а область изображения содержит морфологическую информацию. Морфологическая информация в плоскости инфракрасного изображения и которая доступна для всех химических компонентов, исследованных с помощью FTIR-изображения, еще не используется. Поэтому важной задачей этого исследования является объединение морфологической информации изображений инфракрасной гиперспектральной микроскопии участка ткани со спектральной информацией и оценка возможной лучшей классификации.

Базы данных инфракрасных изображений, используемых для диагностики рака, огромны и сегодня составляют порядка  $> 10\text{--}100$  ТБ. Спектральная область этих данных в наши дни используется с помощью многомерного анализа, позволяющего осуществлять извлечения основных химических компонентов из данных. Многомерный анализ использует только спектральное измерение. В настоящее время область изображения не используется в биомедицинской инфракрасной визуализации. С другой стороны, в других областях, в которых применяются методы построения изображений и в которых нет глубокой спектральной области, например, флуоресцентная микроскопическая визуализация, используются изображения для определения нормальной и раковой ткани [10]. В наши дни в качестве методов анализа изображений применяются методы глубоких сверточных нейронных сетей (DCNN), которые были впервые использованы в работе Крижевского и др. [11].

Благодаря большому количеству пикселей изображения, собранных для каждого образца, существует вероятность того, что морфологическая информация, присущая каждому каналу волнового числа, может содержать дополнительную и комплементарную информацию. При диагностике рака сегодня патологоанатом использует химическую морфологическую информацию, основанную на визуальном осмотре стандартных микроскопических изображений образцов иммуногистохимически окрашенных тканей.

### **Набор данных и общая схема эксперимента**

Набор данных предоставлен исследовательской группой PURE (Protein Research Unit Ruhr within Europe), отдел биофизики, Рурский университет Бохум, Германия. Он состоит из гистологических гематоксилин и эозин окрашенных изображений (H&E) легкого разных пациентов и соответствующих им FTIR изображений [1]. Образцы свежей замороженной ткани, взятые во время операции и биопсии, описываются патологоанатомом. На основе аннотаций патологов выбираются характерные спектры для разных классов и подтипов. Эти спектры используются для обучения классификатора с учителем, а именно, случайного леса (RF). Чтобы учесть высокую гетерогенность рака легкого, необходимо создать иерархическое дерево решений нескольких случайных лесов [1]. На первом уровне решения различаются здоровые и патологические области. Патологически релевантные области аннотируются на втором уровне решения пяти классов опухолей. На третьем уровне решения аннотируются подтипы для каждого класса опухоли. В исследовании [1] впервые показано автоматизированное подтипирование без использования маркеров классов опухоли легкого на основе визуализации FTIR. Спектры были предоставлены как в сыром виде, так и предобработанные. Предобработка необходима из-за эффектов дисперсии (рассеивание света) и вариации в толщине слоя образцов. Был произведен качественный анализ сырых спектров, с помощью которого был отобран фон изображения, искаженные спектры в окрестностях пустот или трещин в ткани, или спектров пикселей из высокосферических небольших клеток, таких как лимфоциты, которые могут проявлять сильные рассеивающие артефакты, которые были приписаны «резонансному Mie» рассеянию [12]. Спектры были проверены на соотношение сигнал/шум и уровень сигнала. В дополнении к этому была предоставлена обучающая выборка, состоящая из набора спектров и соответствующих им классов и подклассов рака легкого. Также некоторые H&E окрашенные изображения были размечены профессиональными врачами клинической лабораторной диагностики. Часть данных была проанализирована на возможность выявления морфологических признаков в дополнение к химическим признакам FTIR изображений с помощью методов глубокого обучения чтобы превзойти традиционные подходы в классификации спектров. Общая схема эксперимента, а также основные наборы данных представлены на рис. 1.



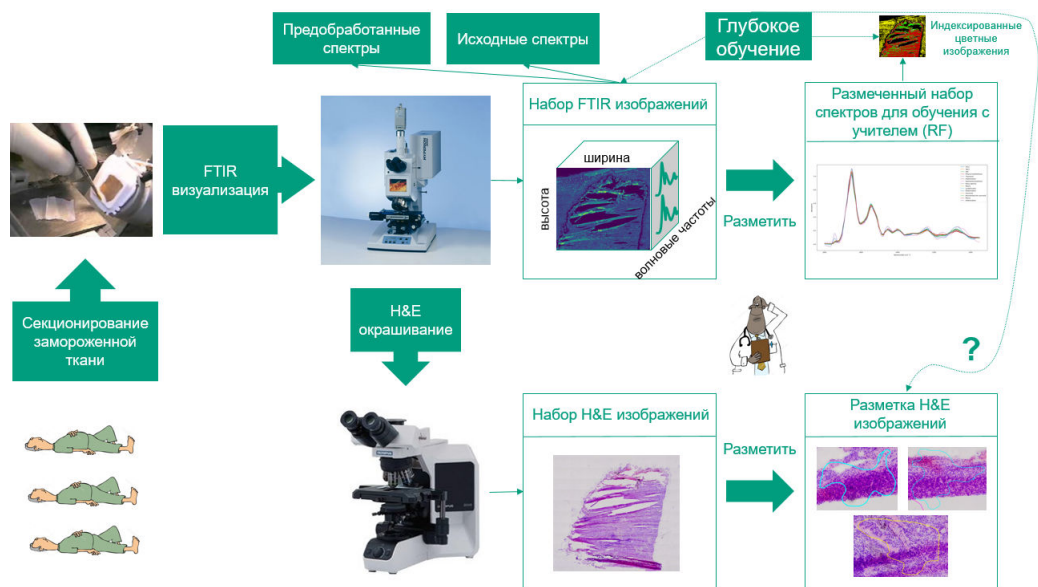


Рис. 1. Общая схема эксперимента и набора данных

### Нейронные сети в задаче семантической сегментации

Задачей семантической сегментации является построение вывода по модели, на вход которой подается изображение. Вывод представляет собой изображение размерности, равной входному изображению, каждый пиксель которого отнесен к одному из заданных классов. В задаче сегментации изображений инфракрасной спектральной гистопатологии легочной ткани такими классами являются, например, здоровые, патологические, слизь, кровь и зашумленные спектры.

При решении задач компьютерного зрения широко используется подход на основе глубокой сверточной сети. Архитектура сети для семантической сегментации обычно состоит из сети кодировщика (encoder) и следующей за ней сети декодировщика (decoder). Кодировщиком обычно является обученная для классификации изображений свёрточная сеть, в которой последние слои, отвечающие за предсказания класса изображения, обрезаются. К кодировщику достраивается сверточная сеть, целью которой является семантически спроецировать отличительные признаки, выученные кодировщиком, на пространство пикселей, чтобы получить плотную классификацию.

В статье была выбрана U-Net сеть для семантической сегментации, которая зарекомендовала себя во многих областях, в том числе в сегментации медицинских изображений и гистопатологии. Кодировщик в этой сети представляет собой чередующиеся слои свёртки со слоями max-pooling. Декодировщик – чередующиеся слои upsampling (увеличения пространственного разрешения), объединения и конволюции. В этой сети важную роль играет техника skip connections (пропуск соединений), при которой признаки кодировщика на каждом уровне абстракции объединяются с признаками upsampling на каждом уровне декодировщика соответственно. Это позволяет значительно улучшить обучение сети.

### Классификация методом случайного леса

В гистологии (изображения инфракрасной спектральной гистопатологии) очень сложно собрать выборку для обучения и тестирования на ней глубоких нейронных сетей. Поэтому в работе для разметки для обучения глубокой нейронной сети используются данные классификации FTIR изображений с помощью метода случайного леса.

Метод случайного леса принадлежит к семейству деревьев решений [13] и основывается на создании ансамбля деревьев. Каждое дерево создается с помощью случайного выбора образцов из исходного набора данных. Каждый узел в дереве оптимизируется, используя случайное подмножество переменных. Таким образом, этот метод

обеспечивает низкие корреляции между деревьями и поэтому препятствует переобучению модели.

В качестве отправной точки исходные данные делятся на обучающие и тестовые наборы данных с использованием случайной выборки с замещением. Примерно две трети всех образцов составляют обучающие наборы, а оставшаяся одна треть – тестовое множество или множество, не вошедшее в набор («out-of-bag» – ООБ – set). Для каждого узла в дереве подмножество переменных выбирается случайным образом и оценивается по их способности разделить данные. Переменная, выбранная для определения правила разделения, является той, которая дает наибольшее уменьшение примеси. Примером примеси в RF для задачи классификации является примесь Джини, которая может быть вычислена на каждом узле  $\tau$  дерева следующим образом:  $i(\tau) = 1 - \sum_{k=1}^K p_k(\tau)^2$ , где  $p_k(\tau)^2$  – доля образцов, принадлежащих  $k$ -й

группе из общего числа выборок в узле  $\tau$ ,  $K$  – общее число рассматриваемых групп. Валидация модели выполняется с использованием наборов ООБ. Для каждого дерева выборки в наборе ООБ пропускаются через дерево, а голосование большинством голосов формирует общий результат классификации.

Все спектры, которые успешно прошли проверку качества, были подвергнуты коррекции Mie и резонансно-Mie-рассеяния на основе EMSC от 2300 до 950  $\text{cm}^{-1}$  с одним шагом итерации. Было проверено большее количество шагов итерации (до 20) и установлено, что из-за низких эффектов рассеяния шаг итерации не влияет на окончательную классификацию. Для почти 20 миллионов спектров на одно исследование это также экономит время в процессе. Обучающий набор данных для случайного леса был создан из несглаженных спектров поглощения. Для первого уровня случайного леса (здорового / патологического) спектры интерполируются до 100 равноудаленных точек данных, а для второго (классы опухолей) и третьего RF (разделение на подтипы) – до 385 от 1800–950  $\text{cm}^{-1}$ . Эти скорректированные спектры измерялись на FTIR аппаратах Nuperion и Cary в аналогичном формате, и это сохраняло время вычисления на первом уровне RF. Специальный отбор признаков не выполнялся. Алгоритм RF реализует взвешивание функций, основанных на важности Gini, и случайным образом выбирает точки для принятия решения [13]. Соответственно, большое количество деревьев, здесь 500, делает отбор признаков излишним. Были проверены вторые производные сглаженных спектров на наборе учебных данных, что не привело к более высокой точности для случайного леса.

Обученные деревья решений были применены к FTIR изображениям. Полученные маски предсказаний были использованы в дальнейшем методом глубинного обучения.

### Экспериментальная модель глубокого обучения

Чтобы провести предварительный сравнительный анализ между классификацией спектров методом случайного леса и моделью глубокого обучения, была адаптирована U-Net модель сверточной сети для задачи сегментации [14]. Общая схема обучения алгоритма представлена на рис. 3. Общая схема тестирования алгоритма – на рис. 4.

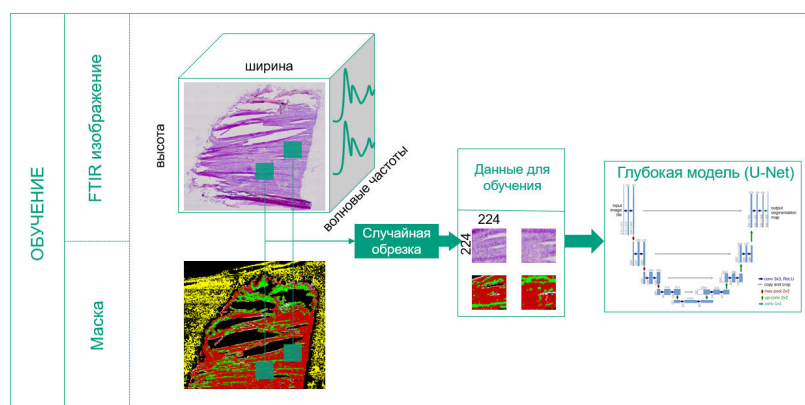


Рис. 3. Общая схема обучения глубокой сверточной сети

Обучение глубокой модели происходит следующим образом. Готовится набор FTIR изображений вместе с разметкой (маской) по нескольким пациентам. Маска соотносит спектры FTIR изображения с их классами (здоровый/патологический). Из-за большого пространственного разрешения, которое может достигать до  $2000 \times 2000$  пикселей и более, а также из-за того, что современные сверточные сети принимают на вход фиксированный размер изображения, распространен подход обучения глубокой нейронной сети на небольших участках исходного изображения. Размер фрагмента изображения в нашем случае составляет  $224 \times 224 \times 442$ , где 224 – пространственное разрешение по  $x$  и  $y$ , 442 – размерность спектральной информации. При обучении сети генерировались случайные фрагменты изображения и подавались на вход сети. Важно отметить процедуру отбрасывания фрагментов, на которых сеть может переобучиться. Для сбалансированного обучения сети отбрасывались фрагменты, на которых число пикселей фона больше 80 %. После извлечения фрагментов по соответствующим им тренировочным маскам считается функция потерь, после чего происходит обновление весов методом обратного распространения ошибки.

В алгоритме обратного распространения каждую итерацию  $k$  можно разделить на три шага:

1. Прямой проход, вычисляющий  $f_{\theta_k}(x)$ .
2. Обратный проход, вычисляющий градиенты  $\Delta = \partial \text{Loss} / \partial \theta$ .
3. Обновление параметра  $\theta_{k+1} = \text{Update}(\theta_k, \Delta)$ .

Контроль процесса обучения выполнялся на отложенной выборке, не участвовавшей в обучении сети.

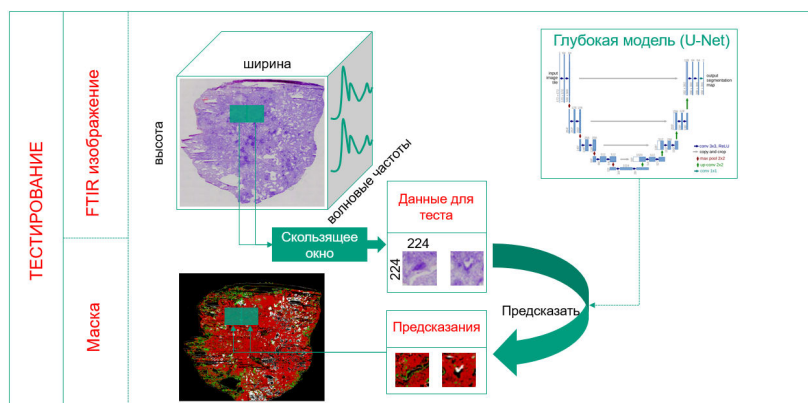


Рис. 4. Общая схема тестирования глубокой сверточной сети на новых данных

Этап тестирования модели на новых FTIR изображениях также начинается с извлечения фрагментов. В этом случае использовался метод скользящего окна с перекрытием. Для улучшения качества на границах можно использовать взвешенные предсказания по фрагментам, т. е. веса предсказания при отдалении от центра фрагмента будут уменьшаться и учитываться при перекрытии при смешивании. Общая схема изображена на рис. 5.

### Тестирование результатов

Проведенными экспериментами было показано, что даже несмотря на очень гетерогенную структуру ткани легкого результат метода случайного леса может быть очень хорошо приближен моделью глубокого обучения, что открывает перспективу в дальнейших исследованиях в этой области (рис. 5).

На рис. 5 вторая строка – предсказания, полученные случайным лесом (RF), первая – U-Net. Причем тренировка происходила на первых двух изображениях, а тестирование – на последнем (столбце).

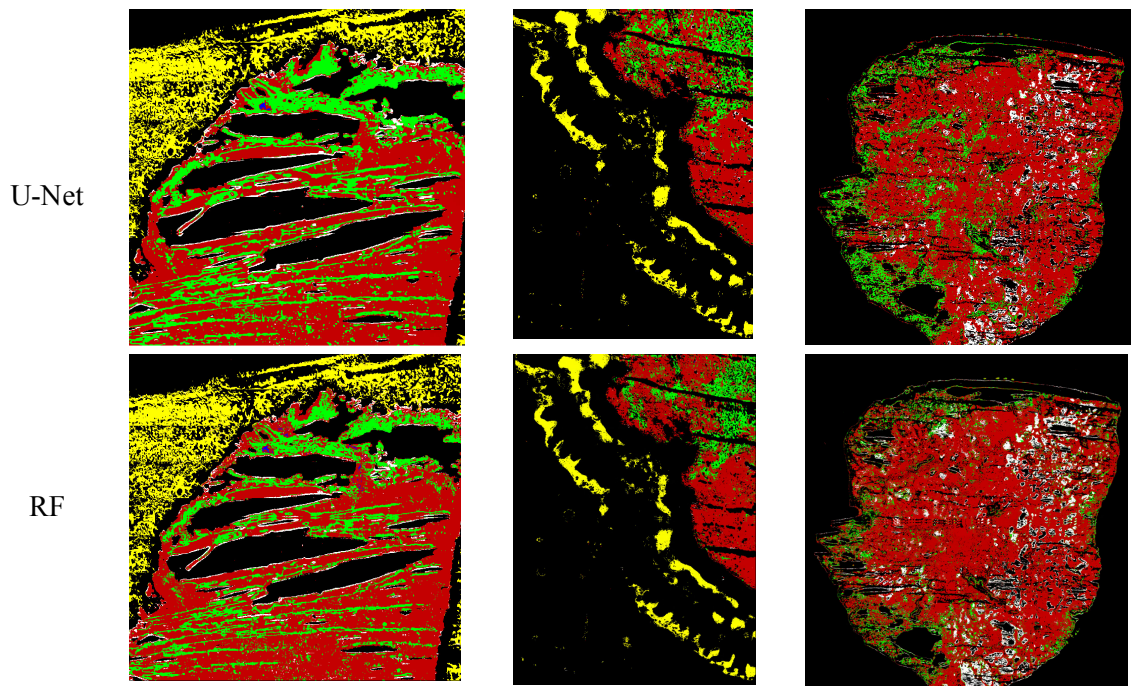


Рис. 5. Результаты тренировки глубокой модели

### Заключение

Метод спектральной гистопатологии, который базируется на обучении с учителем, уже зарекомендовал себя для классификации различных видов ткани. Разметкой в данном случае выступает набор спектров и соответствующие им классы. В данном исследовании было показано, что использование морфологической информации в дополнение к спектральной информации с использованием методов глубоких сверточных сетей открывает новые перспективы для решения задачи классификации. Для тренировки сети использовалась разметка, полученная с помощью обученного классификатора «случайный лес». Тренировочных данных становится все больше, в том числе появляется размеченные врачами области изображения, что может быть использовано для тренировки глубоких нейронных сетей и диагностики заболеваний. Данное исследование открывает новые возможности на применении глубоких сверточных сетей для спектральной гистопатологии.

### Список литературы / References

1. Marker-free automated histopathological annotation of lung tumour subtypes by FTIR imaging / F. Großerueschkamp [et al.] // *Analyst*. 2015. Vol. 140, № 7. P. 2114–2120.
2. Robust classification of low-grade cervical cytology following analysis with ATR-FTIR spectroscopy and subsequent application of self-learning classifier eClass / J.G. Kelly [et al.] // *Anal. Bioanal. Chem.* 2010. Vol. 398, № 5. P. 2191–2201.
3. Distinction of cervical cancer biopsies by use of infrared microspectroscopy and probabilistic neural networks / A. Podshyvalov [et al.] // *Appl. Opt.* 2005. Vol. 44, № 18. P. 3725.
4. Udelhoven T., Novozhilov M., Schmitt J. The NeuroDeveloper®: a tool for modular neural classification of spectroscopic data // *Chemom. Intell. Lab. Syst.* 2003. Vol. 66, № 2. P. 219–226.
5. Evaluation and discrimination of simvastatin-induced structural alterations in proteins of different rat tissues by FTIR spectroscopy and neural network analysis / S. Garip [et al.] // *Analyst*. 2010. Vol. 135. P. 3233–3241.
6. Combining random forest and 2D correlation analysis to identify serum spectral signatures for neuro-oncology / B.R. Smith [et al.] // *Analyst*. 2016. Vol. 141, № 12. P. 3668–3678.
7. An investigation of the RWPE prostate derived family of cell lines using FTIR spectroscopy / M.J. Baker [et al.] // *Analyst*. 2010. Vol. 135, № 5. P. 887–894.
8. Vibrational biospectroscopy coupled with multivariate analysis extracts potentially diagnostic features in blood plasma/serum of ovarian cancer patients / G.L. Owens [et al.] // *J. Biophotonics*. 2014. Vol. 7, № 3–4. P. 200–209.

9. Fourier-transform infrared spectroscopy coupled with a classification machine for the analysis of blood plasma or serum: a novel diagnostic approach for ovarian cancer / K. Gajjar [et al.] // *Analyst*. 2013. Vol. 138, № 14. P. 3917.
10. Integrating spatial, morphological, and textural information for improved cell type differentiation using Raman microscopy / S.D. Krauß [et al.] // *J. Chemom.* 2018. Vol. 32, № 1.
11. Krizhevsky A., Sutskever I., Hinton G.E. ImageNet Classification with Deep Convolutional Neural Networks // *NIPS*. 2012. P. 1–9.
12. Resonant Mie scattering in infrared spectroscopy of biological materials—understanding the «dispersion artefact» / P. Bassan [et al.] // *Analyst*. 2009. Vol. 134, № 8. P. 1586–1593.
13. Breiman L. Random Forests // *Mach. Learn.* 1999. Vol. 45, № 5. P. 1–35.
14. Ronneberger O., Fischer P., Brox T. U-Net: Convolutional Networks for Biomedical Image Segmentation // *Miccai*. 2015 P. 234–241.

#### **Сведения об авторах**

Трухан С.В., аспирант ОИПИ НАН Беларуси.

Недзьведь А.М., доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник ОИПИ НАН Беларуси.

Колер А., доктор естественных наук, профессор физики кафедры RealTek Норвежского университета естественных наук.

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

Trukhan S.V., PG student of UIIP NAS of Belarus.

Nedzved A.M., D.Sci, professor, chief researcher of UIIP NAS of Belarus.

Kohler A., PhD, professor in physics at RealTek, NMBU.

#### **Адрес для корреспонденции**

220012, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. Сурганова, 6  
Объединенный институт  
проблем информатики НАН Беларуси  
тел. +375-29-614-37-27;  
e-mail: stas.truhan@gmail.com  
Трухан Станислав Вячеславович

#### **Address for correspondence**

220012, Republic of Belarus,  
Minsk, Surganova st., 6  
United institute of informatics problems  
of National academy of sciences of Belarus  
tel.+375-29-614-37-27;  
e-mail: stas.truhan@gmail.com  
Trukhan Stanislau Vyacheslavovich



УДК 621.317.335.3

## МЕТОД СВОБОДНОГО ПРОСТРАНСТВА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ МАТЕРИАЛОВ НА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

Н.А. ПЕВНЕВА, А.Л. ГУРСКИЙ, А.М. КОСТРИКИН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 26 ноября 2018*

**Аннотация.** Предложен модифицированный метод свободного пространства с использованием векторного анализатора цепей. Разработан алгоритм определения диэлектрической проницаемости. Приведены результаты измерений амплитуды и фазы коэффициента отражения и коэффициента передачи для текстолита и воды. Получена зависимость диэлектрической проницаемости текстолита от частоты в диапазоне 78,33–105,0 ГГц.

**Ключевые слова:** свободное пространство, диэлектрическая проницаемость, коэффициент отражения, коэффициент передачи, измерительная ячейка, векторный анализатор цепей.

**Abstract.** Modified free space method using a vector network analyzer is proposed. The algorithm for determining the dielectric constant is developed. The results of measurements of the amplitude and phase of the reflection coefficient and transmission coefficient for textolite and water are given. Dependence of the dielectric constant of textolite on the frequency in the range 78,33–105,0 GHz is received.

**Keywords:** free space, dielectric constant, reflection coefficient, transmission coefficient, measuring cell, vector network analyzer.

**Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 32-39**  
**Free space method using a vector network analyzer**  
**to determine the dielectric permittivity of materials in microwave range**  
**N.A. Pevneva, A.L. Gurskii, A.M. Kostrikin**

### Введение

Взаимодействие электромагнитной волны микро- и миллиметрового диапазона с диэлектрической средой находится под сильным влиянием частотной зависимости электрических и магнитных свойств среды. С постоянно растущим использованием композитных материалов возрастает спрос на диэлектрические характеристики этих материалов и их составляющих с целью проектирования, производства и контроля качества новых материалов и устройств на их основе. Зная диэлектрические свойства материала, можно получать также информацию о его физических и химических свойствах. Зная диэлектрические свойства составляющих композитного материала (например, вяжущей эпоксидной смолы, стекла в стеклянных армированных композитах), можно контролировать требуемые диэлектрические свойства композита во время его изготовления. Изучение диэлектрических свойств жидкостей с высокими потерями и порошков имеет большое значение в создании и применении как радиопоглощающих материалов, так и материалов, изготавливаемых по порошковой технологии. Тем не менее бесконтактная оценка параметров жидкостей, особенно химически активных реагентов, является проблемой для многих отраслей промышленности, и в настоящее время не существует надежного метода для быстрого

определения параметров таких жидких проб [1]. Таким образом, существует все возрастающая потребность в точных и надежных методах определения диэлектрических характеристик различных составляющих композитов, в том числе жидкостей и сыпучих материалов. В основу создания таких методов может быть положен метод свободного пространства для измерения электрических свойств материалов, которые могут быть твердыми или жидкими.

Цель данной работы – создание модифицированного метода свободного пространства с использованием векторного анализатора цепей для определения диэлектрической проницаемости материалов в СВЧ диапазоне.

### Методика эксперимента и его результаты

Предлагается метод для измерения диэлектрических свойств материалов, который является модификацией метода отражения-передачи, о котором сообщается в [2]. Ошибки из-за многократного отражения между антеннами были сведены к минимуму с помощью метода калибровки свободного пространства и времени стробирования, которое является отличительным признаком векторного анализатора цепей (ВАЦ). В [2] жидкость содержится в контейнере, который имеет две пластины из плексигласа с известными диэлектрическими свойствами. В этом методе в свободном пространстве коэффициенты отражения ( $S_{11}$ ) и пропускания ( $S_{21}$ ) измеряются для контейнера из плексигласа, заполненного жидкостью. Комплексная диэлектрическая проницаемость оценивается методом отражения-передачи после удаления из контейнера плексигласа.

На рис. 1 показана схема для поперечного сечения контейнера из плексигласа. Она состоит из трех плоских слоев: плексигласа, образца и плексигласа. Предполагается, что плоские слои имеют бесконечную протяженность в боковом направлении, поэтому дифракционными эффектами края можно пренебречь. Линейно поляризованная однородная плоская волна падает нормально на контейнер из плексигласа. Предполагается также, что  $S_{12}^m = S_{21}^m$  и  $S_{11}^m = S_{22}^m$ . Это предположение требует одинаковой толщины пластин плексигласа, как показано на рис. 1.

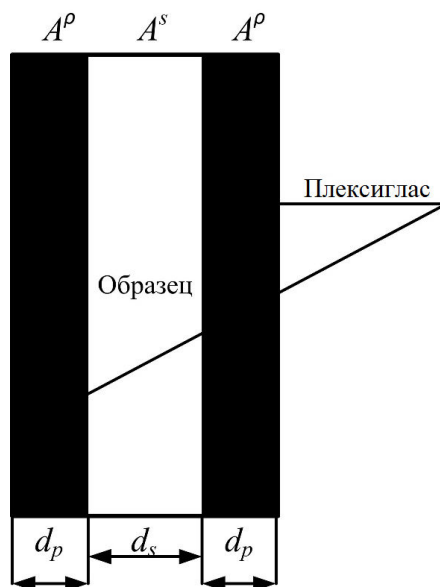


Рис. 1. Схема расположения образца:

$d_p$  – толщина слоев плексигласа;  $d_s$  – толщина слоя образца

В литературе по микроволновым технологиям зачастую приводят таблицы преобразования между различными параметрами двух портов. Эти 2-портовые параметры часто включают  $Z$  (импеданс),  $Y$  (адмитанс),  $h$  (гибридный),  $ABCD$  (цепь),  $S$  (рассеяние) и  $T$  (рассеяние или передача в цепи). Часто таблицы предоставляют только конверсии для случаев, когда нормализующие импедансы порта 1 и порта 2 равны, т. е.  $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$ . Иногда представляются результаты, в которых  $Z_{01}$  и  $Z_{02}$  нормированы на 1. Иногда для уникальности

уравнений оставляют значения  $Z_{01}$  и  $Z_{02}$  для порта 1 и порта 2. Однако во всех этих случаях результаты недействительны, если импедансы  $Z_{01}$  и  $Z_{02}$  являются комплексными числами [3].

Из упомянутых двухпортовых параметров только параметры  $S$  и  $T$  зависят от импедансов источника и нагрузки. В этой статье вывод преобразований из параметров  $S$  и  $T$  в другие двухпортовые параметры включает комплексные импедансы источника и нагрузки.

Двухпортовые параметры определены для общей 2-портовой цепи, как показано на рис. 2.

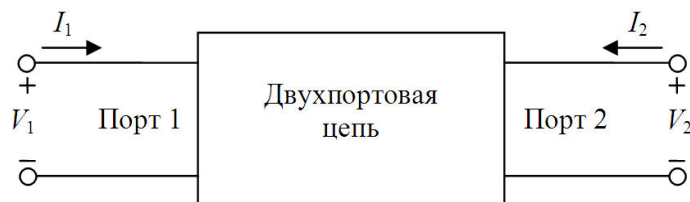


Рис. 2. Общая двухпортовая цепь с заданными напряжениями и токами

Используя напряжения и токи, определенные на этом рисунке, различные двухпортовые параметры записываются как [3]:

$Z$  параметры

$$V_1 = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2; \quad (1a)$$

$$V_2 = Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_2; \quad (1б)$$

$Y$  параметры

$$I_1 = Y_{11} \cdot V_1 + Y_{12} \cdot V_2; \quad (2a)$$

$$I_2 = Y_{21} \cdot V_1 + Y_{22} \cdot V_2; \quad (2б)$$

$h$  параметры

$$V_1 = h_{11} \cdot I_1 + h_{12} \cdot V_2; \quad (3a)$$

$$I_2 = h_{21} \cdot I_1 + h_{22} \cdot V_2; \quad (3б)$$

$ABCD$  параметры

$$V_1 = A \cdot V_2 - B \cdot I_2; \quad (4a)$$

$$I_1 = C \cdot V_2 - D \cdot I_2; \quad (4б)$$

$S$  параметры

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2; \quad (5a)$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2; \quad (5б)$$

$T$  параметры

$$a_1 = T_{11} \cdot b_2 + T_{12} \cdot a_2; \quad (6a)$$

$$b_1 = T_{21} \cdot b_2 + T_{22} \cdot a_2, \quad (6б)$$

где  $a$  и  $b$  показаны на рис. 3 и определяются как:

$$a_j = \left[ \frac{Z_{0j} + Z_{0j}^*}{2} \right]^{1/2} \cdot I_{ji}; \quad (7a)$$

$$b_j = \left[ \frac{Z_{0j} + Z_{0j}^*}{2} \right]^{1/2} \cdot I_{jr}, \quad (7б)$$

где \* обозначает комплексное сопряжение, а  $Z_j$  – нормирующий импеданс для  $j$ -го порта. Для двухпортовых цепей  $Z_{01}$  и  $Z_{02}$  являются импедансами источника и нагрузки системы, в которой измеряются или вычисляются  $S$ -параметры двух портов.  $I_{ji}$  и  $I_{jr}$  – падающие и отраженные токи для  $j$ -го порта. Зная, что

$$I_j = I_{ji} - I_{jr}, \quad (8)$$

можно решить (7a) и (7б) для  $I_{ji}$  и  $I_{jr}$  и подставить их в (8), чтобы получить



$$I_j = \left[ \frac{2}{Z_{0j} + Z_{0j}^*} \right]^{1/2} \cdot (a_j - b_j). \quad (9)$$

Также известно, что

$$V_j = V_{ji} + V_{jr}, \quad (10)$$

где  $V_{ji}$  и  $V_{jr}$  – падающее и отраженное напряжение в  $j$ -м порту. Можно подставить выражения для  $I_{ji}$  и  $I_{jr}$  вместе с  $V_{ji} = I_{ji} \cdot Z_{0j}^*$  и  $V_{jr} = I_{jr} \cdot Z_{0j}^*$  в (10) и получить

$$V_j = \left[ \frac{2}{Z_{0j} + Z_{0j}^*} \right]^{1/2} \cdot (a_j \cdot Z_{0j}^* + b_j \cdot Z_{0j}). \quad (11)$$

Решение (9) и (11) для  $a_j$  и  $b_j$  дает

$$a_j = \frac{V_j + Z_{0j} I_j}{\left[ 2(Z_{0j} + Z_{0j}^*) \right]^{1/2}}. \quad (12)$$

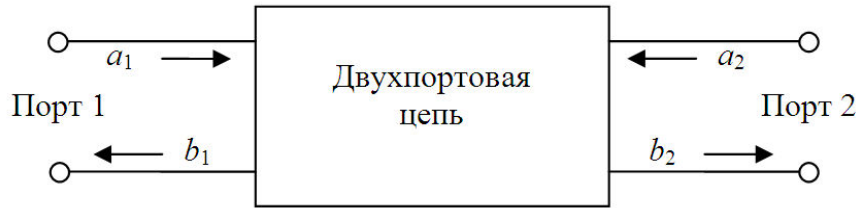


Рис. 3. Общая двухпортовая цепь с заданными  $a$  и  $b$

$ABCD$  параметры контейнера из плексигласа связаны с измеренными  $S$ -параметрами с помощью следующих уравнений [4]:

$$A^a = \frac{(1 + S_{11}^m)(1 - S_{22}^m) + S_{12}^m S_{21}^m}{2S_{21}^m}; \quad (13)$$

$$B^a = \frac{(1 + S_{11}^m)(1 + S_{22}^m) - S_{12}^m S_{21}^m}{2S_{21}^m}; \quad (14)$$

$$C^a = \frac{(1 - S_{11}^m)(1 - S_{22}^m) - S_{12}^m S_{21}^m}{2S_{21}^m}; \quad (15)$$

$$D^a = \frac{(1 - S_{11}^m)(1 + S_{22}^m) + S_{12}^m S_{21}^m}{2S_{21}^m}. \quad (16)$$

Поскольку комплексная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_p$  и толщина пластин из плексигласа  $d_p$  известны,  $ABCD$  параметры для слоя из плексигласа могут быть описаны следующим уравнением [5]:

$$[A^{PS}] = \begin{bmatrix} A^P & B^P \\ C^P & D^P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_p d_p) & z_p \sinh(\gamma_p d_p) \\ \frac{\sinh(\gamma_p d_p)}{z_p} & \cosh(\gamma_p d_p) \end{bmatrix}, \quad (17)$$

где  $\gamma_0$  и  $z_p$  определяются следующими уравнениями:

$$\gamma_0 = \frac{j2\pi\sqrt{\epsilon_p}}{\lambda_0}; \quad (18)$$

$$z_p = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_p}}, \quad (19)$$

где  $\gamma_0$  – постоянная распределения в плексигласе;  $\lambda_0$  – длина волны в свободном пространстве;  $Z_p$  – нормированное сопротивление плексигласа.

Матрица  $ABCD$  для слоя жидкого образца связана с матрицей  $ABCD$  для стержня и слоя образца следующими уравнениями [5]:

$$[A^{as}] = [A^{ps}] \cdot [A^{ss}] \cdot [A^{ps}]; \quad (20)$$

$$[A^{ss}] = [A^{ps}]^{-1} \cdot [A^{as}] \cdot [A^{ps}]^{-1}; \quad (21)$$

$$[A^{ss}] = \begin{bmatrix} A^s & B^s \\ C^s & D^s \end{bmatrix}, \quad (22)$$

где  $[A^{as}]$  – матрица для контейнера из плексигласа;  $[A^{ps}]$  – матрица для плексигласа;  $[A^{ss}]$  – матрица для образца.

$S$ -параметры  $S_{11}^C$  и  $S_{21}^C$  жидкого образца определяются следующими уравнениями:

$$S_{11}^C = \frac{A^s + B^s - C^s - D^s}{A^s + B^s + C^s + D^s}; \quad (23)$$

$$S_{21}^C = \frac{2}{A^s + B^s + C^s + D^s}. \quad (24)$$

Параметры  $S_{11}^C$  и  $S_{21}^C$  связаны с параметрами  $\Gamma$  и  $T$  следующими уравнениями:

$$S_{11}^C = \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - \Gamma^2 T^2}; \quad (25)$$

$$S_{21}^C = \frac{T(1 - \Gamma^2)}{1 - \Gamma^2 T^2}, \quad (26)$$

где  $\Gamma$  – коэффициент отражения,  $T$  – коэффициент передачи.

$\Gamma$  и  $T$  связаны с измеренными  $S$ -параметрами следующими уравнениями [2]:

$$\Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1}, \quad (27)$$

$$\text{где } K = \frac{(S_{11}^c)^2 - (S_{21}^c)^2 + 1}{2S_{11}^c};$$

$$T = \left( \frac{S_{11}^c + S_{21}^c - \Gamma}{1 - (S_{11}^c + S_{21}^c)\Gamma} \right). \quad (28)$$

При определении  $\Gamma$  по формуле (27) знак « $\pm$ » выбирается таким образом, чтобы значение  $\Gamma$  было меньше единицы. Расчетные значения  $\Gamma$  и  $T$  дают комплексную диэлектрическую проницаемость с помощью следующего уравнения:

$$\varepsilon = \frac{\lambda_0^2}{(1/\lambda_c^2) - (1/\Lambda^2)}, \quad (29)$$

где  $\lambda_c$  – критическая длина волны в участке линии передачи;  $\Lambda$  – длина волны в образце.

$$\frac{1}{\Lambda^2} = - \left[ \frac{1}{2\pi d_s} \ln \left( \frac{1}{T} \right) \right]^2.$$

Схема для измерения приведена на рис. 4. Передающая и приемная антенны – рупорные антенны, которые установлены на столе. Антенны подключены к двум портам испытательной установки  $S$ -параметров с помощью точных коаксиальных кабелей.

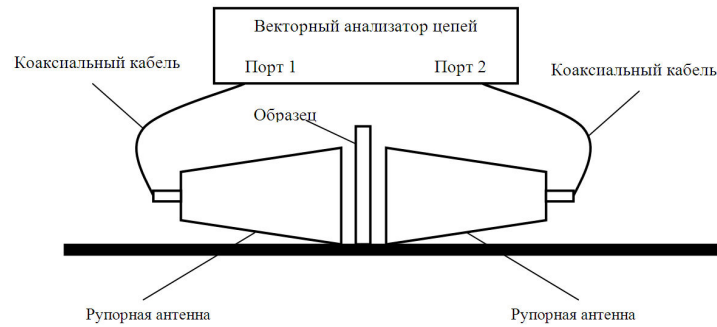


Рис. 4. Принципиальная схема СВЧ измерительной системы по методу свободного пространства

Ошибка в измерения  $S$ -параметров в свободном пространстве из-за многократных отражений устраняется путем калибровки в свободном пространстве [2, 5].

Методы свободного пространства являются неразрушающими и бесконтактными методами для измерения диэлектрических свойств жидкостей с высокими потерями. Для жидкостей с высокими потерями метод отражения-передачи пригоден, поскольку он дает лучшую точность в действительной, а также мнимой части комплексной диэлектрической проницаемости жидкостей с потерями, таких как этанол, метанол, этиленгликоль и  $N$ -пропиловый спирт [4]. Бесконтактная особенность этого метода будет особенно полезна для оценки вредных химических жидкостей.

В процессе разработки методики измерений использовалась экспериментальная установка на базе измерителя комплексных коэффициентов отражения и передачи P4-MBM-118 [6] и измерительная ячейка 78-118.

Измеритель предназначен для автоматизированного исследования волноводных СВЧ устройств, работающих на частоте от 78,33 до 118,1 ГГц, а также для автоматизированного измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения ( $|S_{11}(22)|$  и  $|S_{21}(12)|$ ) волноводных устройств с цифровым отсчетом измеряемых величин и воспроизведением на экране измерителя их частотных характеристик в декартовой системе координат. Измеритель имеет возможность передачи сигналов управления и данных через интерфейсы RS232, USB, Ethernet, что позволяет измерителю работать в составе автоматизированных измерительных систем.

Измерительная ячейка в составе измерителя комплексных коэффициентов отражения и передачи соответствующего частотного диапазона предназначена для определения диэлектрической проницаемости материалов в различных агрегатных состояниях в частотном диапазоне от 78,33 до 118,1 ГГц.

Внешний вид измерительной ячейки в собранном и разобранном виде представлен на рис. 5, *а* и *б* соответственно. Измерительная ячейка состоит из двух рупорных антенн 1 и 2, волноводной камеры 3 и вставки с отверстием 4 для помещения материалов.



*а*



*б*

Рис. 5. Измерительная ячейка в собранном (*а*) и разобранном (*б*) виде

Структурная схема установки, собираемой при измерениях коэффициента отражения и коэффициента передачи, приведена на рис. 6, *а* и *б* соответственно и состоит из ВАЦ, волноводной камеры (ВК), короткозамыкателя (КЗ) и персонального компьютера (ПК).

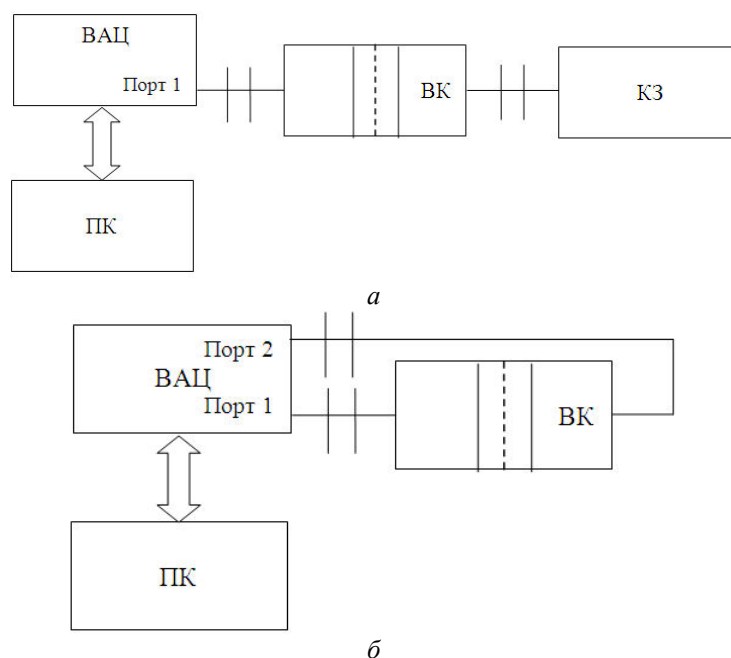


Рис. 6. Структурная схема установки в режиме измерения коэффициента отражения (а) и коэффициента передачи (б)

С помощью модифицированного метода свободного пространства были проведены исследования диэлектрических свойств текстолита. Зависимость диэлектрической проницаемости от частоты для текстолита приведена на рис. 7. Значение расширенной неопределенности для текстолита составило 3 %. Таким образом, можно говорить о том, что разработанная методика работоспособна и может быть использована в дальнейших исследованиях свойств различных материалов.

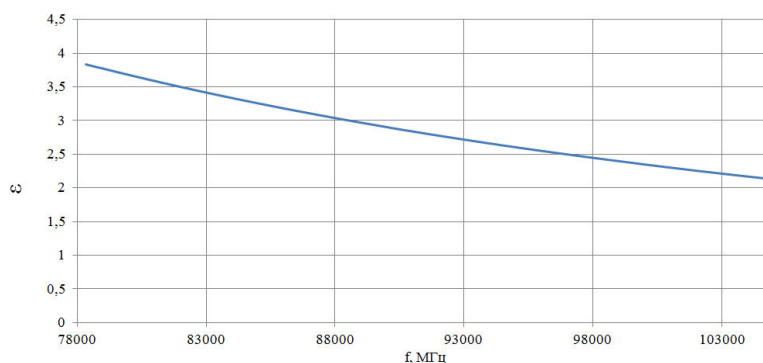


Рис. 7. Частотная зависимость диэлектрической проницаемости для текстолита

### Заключение

Рассмотрен модифицированный метод свободного пространства с использованием ВАН. Разработан алгоритм определения диэлектрической проницаемости. На основе измерений амплитуды и фазы коэффициента отражения для текстолита получена зависимость диэлектрической проницаемости этого материала от частоты в диапазоне в диапазоне 78,33–105,0 ГГц. Значение расширенной неопределенности для текстолита составило 3 %, что свидетельствует о работоспособности разработанной методики и ее применимости в исследованиях свойств различных материалов.

### Список литературы / References

1. Jose K.A., Varadan V.K., Varadan V.V. Wideband and Noncontact Characterization of The Complex Permittivity of Liquids // Microwave and Optical Technology Letters. 2001. Vol. 30, No 2. P. 75–79.

2. Deepak Kumar Ghodgaonkar, Luigi Giubblini, Nor Azlin Ali. Microwave Nondestructive Testing of Composite Materials using Free-Space Microwave Measurement Techniques // Materials of 15th World Conference on Non-Destructive Testinp. Rome, Italy, 15–21 October 2000.
3. Frickey D.A. Conversions between S, Z, Y, H, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1994. Vol. 42, № 2.
4. Dielectric and magnetic measurements: A survey of nondestructive, quasinondestructive, and process-control techniques / J. Baker–Jarvis [et al.] // Res. Nondestruct. Eval. 1995. Vol. 7. P. 117–136.
5. Ghodgaonkar D.K., Varadan V.V. Free-Space Measurement of Complex Permittivity of Magnetic Materials at Microwave Frequencies // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 1990. Vol. 19, № 2. P. 387–394.
6. Vector network analyzers [Electronic resource]. URL: <http://mwmlab.com/oborudovanie/izmeritelnoe-svch-oborudovanie/vektornye-analizatory-cepej> (date of access: 19.10.2018).

#### **Сведения об авторах**

Певнева Н.А., научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Гурский А.Л., д.ф.-м.н., профессор кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

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

#### **Адрес для корреспонденции**

220013, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,  
Белорусский государственный  
университет информатики и радиоэлектроники  
тел. +375-17-293-20-92;  
e-mail: saphir-n@mail.ru  
Певнева Наталья Алексеевна

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

Pevneva N.A., researcher of the Center 1.9 of R&D department of belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Gurskii A.L., D.Sci, professor of the information protection 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.

#### **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: saphir-n@mail.ru  
Pevneva Natalia Alekseevna

УДК 621.396.96

## ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ РАДИОЛОКАЦИОННОГО РАСПОЗНАВАНИЯ ЗА СЧЕТ АДАПТАЦИИ К ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ ОБЪЕКТА НАБЛЮДЕНИЯ

С.Н. ЯРМОЛИК, М.В. СВИНАРСКИЙ, А.С. ХРАМЕНКОВ, Е.В. ЗАЙКО

*Военная академия Республики Беларусь, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 28 июня 2018*

**Аннотация.** Важным аспектом создания эффективных систем распознавания является адаптация радиолокационных портретов к углам пространственной ориентации наблюдаемого объекта. Для оценки эффективности системы распознавания разработан моделирующий комплекс. Методом математического моделирования показано, что использование адаптивных дальномерных радиолокационных портретов объекта наблюдения на основе максимально правдоподобных оценок его пространственной ориентации, повышает эффективность распознавания. Отмечено, что в условиях ограничения времени на принятие решения о классе объекта методы адаптации необходимо совершенствовать.

**Ключевые слова:** метод максимального правдоподобия, решение задачи радиолокационного распознавания.

**Abstract.** An important aspect of creation of effective recognition systems is the adaptation of radiolocation portraits to the corners of the spatial orientation of the observed object. The modeling complex for estimation of efficiency of the recognition system has been developed. Using mathematical modeling, it is shown that the utilization of adaptive range-finding radiolocation portraits of the object of observation on the basis of the most plausible estimates of its angles of spatial orientation increases of the efficiency of recognition. It is noted that in the conditions of limit of time for making decision about the class of an object, the methods of adaptation must be improved.

**Keywords:** maximum likelihood method, decision of task of radiolocation recognition.

**Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 40-47**  
**Increase the effectiveness of radar detection systems**  
**by adapting to the spatial orientation of the object of observation**  
**S.N. Yarmolik, M.V. Svinarskiy, A.S. Khramenkov, E.V. Zaiko**

### Введение

Анализ современных вооруженных конфликтов показывает, что в условиях массированного налета авиации противника и ограниченных возможностей средств противовоздушной обороны возникает острая необходимость выделения наиболее опасных целей для их первоочередного уничтожения. Успех противовоздушного боя зависит от оптимальности распределения целей между средствами поражения. Решение данных задач учитывает результаты распознавания целей в налете. В интересах распознавания объектов используют доступные радиолокационному наблюдению признаки: размеры, форму, параметры флуктуаций, тип двигательной установки, параметры движения. Наиболее полно различия объектов учитывают их радиолокационные портреты (РЛП)  $\xi = \|\xi_1 \quad \xi_2 \quad \dots \quad \xi_{N\alpha}\|^T$ , характеризующие распределение мощности отраженного сигнала по рассматриваемым координатам [1]. Процесс принятия решения о классе наблюдаемого объекта предполагает сопоставление реализации наблюдаемого РЛП с имеющимися эталонными портретами.

Эффективность принимаемого решения во многом зависит от оптимальности процедуры обработки элементов выделенного РЛП и степени соответствия портрета ожидаемому эталону [1]. Обработываемые РЛП являются функцией ряда информативных параметров [1]. В качестве одного из таких параметров выступает ориентация летательного аппарата (ЛА) в пространстве  $\Theta^{ЛВ}$  [2]. Ориентацию радиолокационной цели радиолокатора принято характеризовать совокупностью трех углов пространственной ориентации (УПО) в системе координат (СК) линии визирования (ЛВ): курса, тангажа и крена ( $\Theta^{ЛВ} = \|\psi^{ЛВ} \quad \vartheta^{ЛВ} \quad \gamma^{ЛВ}\|^T$ ) [3].

Общее решение задачи радиолокационного распознавания класса объекта наблюдения, при использовании байесовского критерия оптимальности, имеет следующий вид [1]:

$$A_g^* = \max_g [\Lambda(\xi | A_g, \Theta^{ЛВ})], \quad g = \overline{1, M}, \quad (1)$$

где  $A_g^*$  – решение о принадлежности наблюдаемой цели к  $g$ -му классу;

$\Lambda(\xi | A_g, \Theta^{ЛВ}) = \frac{p(\xi | A_g, \Theta^{ЛВ})}{p(\xi | A_0, \Theta^{ЛВ})}$  – отношение правдоподобия, сформированное при условии

наблюдения объекта  $g$ -го класса;  $p(\xi | A_g, \Theta^{ЛВ})$  – многомерная плотность вероятности элементов РЛП, представляющего собой аддитивную смесь радиолокационного фона и сигнала, отраженного от цели  $g$ -го класса;  $p(\xi | A_0, \Theta^{ЛВ})$  – многомерная плотность вероятности радиолокационного фона;  $M$  – количество распознаваемых классов объектов.

В процессе полета ЛА постоянно изменяются его УПО относительно радиолокатора ( $\Theta^{ЛВ}$ ). Отмеченный факт обуславливает необходимость оценивания УПО ЛА и использование полученных оценок ( $\hat{\Theta}^{ЛВ}$ ) при формировании эталонных РЛП.

Разработка любого радиолокационного устройства предполагает оценку его эффективности. Задача радиолокационного распознавания класса цели относится к числу статистических задач [1]. Эффективность функционирования устройства распознавания характеризуется совокупностью условных вероятностей принимаемых решений о классе наблюдаемого объекта [1]. Отсутствие адаптации к УПО в устройствах распознавания обуславливает их низкую эффективность [1]. Определенный интерес представляет влияние адаптации к УПО ЛА на вероятность классификации объектов.

Целью статьи является анализ влияния адаптации РЛП к пространственной ориентации ЛА на эффективность его классификации. Следует отметить, что в дальнейшем для упрощения рассуждений без потери общности в качестве характеристики пространственной ориентации ЛА будет рассматриваться только угол курса ЛА в СК ЛВ.

## Основная часть

На практике при решении задач адаптации радиотехнических устройств широкое распространение получил метод максимального правдоподобия (ММП). Основной идеей ММП является замена неизвестного параметра его максимально правдоподобной оценкой.

Проведенные исследования позволили разработать методику оценивания УПО ( $\hat{\Theta}^{ЛВ}$ ), характеризующих пространственную ориентацию объекта наблюдения в СК ЛВ [3]. В [4] предложен способ повышения точности текущих оценок УПО ЛА ( $\hat{\Theta}^{ЛВ}$ ). В интересах проводимых исследований использовано распределение мощности сигнала, отраженного от объекта, по элементам разрешения дальности, соответствующее дальномерному радиолокационному портрету (ДРЛП). Для исследования вероятности правильного распознавания класса объекта наблюдения был разработан комплекс моделирования, структура которого представлена на рис. 1.

В состав комплекса моделирования входят: имитатор принятого сигнала; устройство оценивания (УО) координат и параметров движения ЛА; УО углов пространственной ориентации ЛА; база данных эталонных дальномерных радиолокационных портретов (ЭДРЛП);

блок расчет адаптивных ЭДРЛП; устройство радиолокационного распознавания; УО показателей качества распознавания.

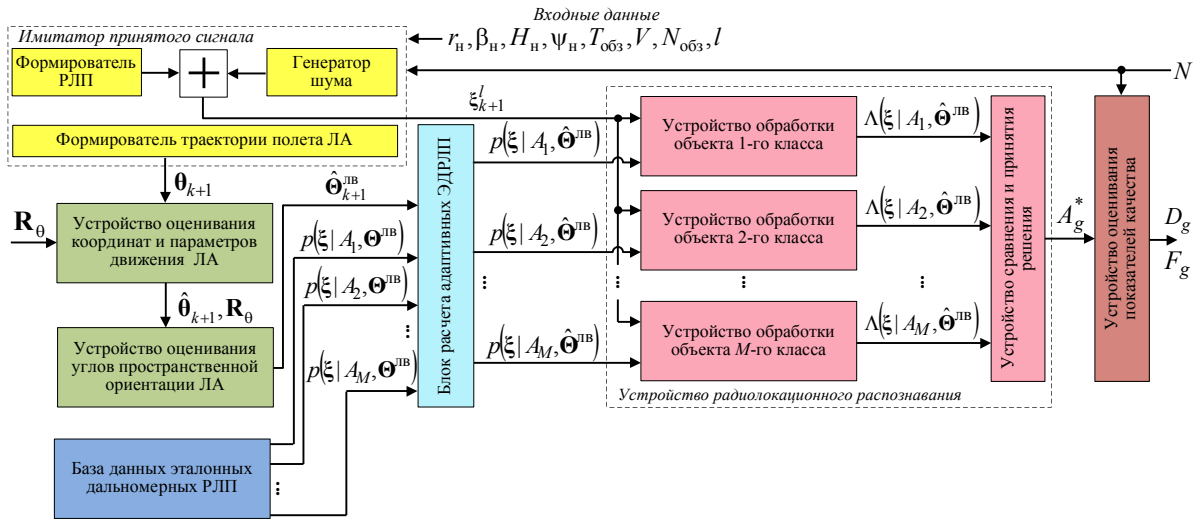


Рис. 1. Обобщенная структурная схема комплекса моделирования

Имитатор принятого сигнала включает в себя формирователь РЛП, генератор шума и формирователь траектории полета ЛА. Формирователь траектории полета ЛА предназначен для формирования сферических координат центра масс наблюдаемого объекта. Формирователь РЛП и генератор шума предназначены для формирования РЛП анализируемого класса объекта  $\xi_{k+1}^l$ . Входными данными имитатора являются:  $r_n$  [км] – начальная дальность полета ЛА;  $\beta_n$  [град] – начальный азимут полета ЛА;  $H_n$  [м] – начальная высота полета ЛА;  $\psi_n$  [град] – начальный курс полета ЛА;  $T_{обз}$  [с] – период обзора радиолокатора;  $V$  [км/ч] – модуль вектора полной скорости полета ЛА;  $N_{обз}$  – количество точек траектории полета ЛА;  $l = \overline{1, M}$  – номер анализируемого класса объекта.

В ходе исследований анализируемый объект перемещается в пространстве равномерно и прямолинейно. Для каждого контакта с целью  $k = \overline{1, N_{обз}}$  имитатор формирует вектор наблюдения  $\theta_{k+1}$ , элементами которого являются значения радиальной дальности  $r$ , азимута  $\beta$ , угла места  $\varepsilon$  ЛА и соответствующий ДРЛП  $\xi_{k+1}^l$  анализируемого объекта.

УО координат и параметров движения ЛА предназначено для оценки сферических координат ЛА с учетом ошибок их оценивания. Точность формируемых оценок определяется диагональной корреляционной матрицей ошибок наблюдаемых параметров  $R_\theta$ , элементами которой являются среднеквадратические отклонения гауссовских ошибок дальности ( $\sigma_r$  [м]), азимута ( $\sigma_\beta$  [град]) и угла места ( $\sigma_\varepsilon$  [град]). На выходе устройства оценивания координат и параметров движения ЛА для текущего временного интервала (( $k+1$ )-й обзор) формируется оценка вектора наблюдаемых параметров  $\hat{\theta}_{k+1}$  и соответствующая матрица ошибок их измерения  $R_\theta$ . Элементами  $\hat{\theta}_{k+1}$  являются разовые оценки радиальной дальности  $\hat{r}_{k+1}$ , азимута  $\hat{\beta}_{k+1}$  и угла места  $\hat{\varepsilon}_{k+1}$  ЛА.

УО УПО ЛА предназначено для оценивания углов ориентации ЛА  $\hat{\Theta}_{k+1}^{лв} = \left\| \hat{\psi}_{k+1}^{лв} \hat{\vartheta}_{k+1}^{лв} \hat{\gamma}_{k+1}^{лв} \right\|^T$  на основе фильтрованных оценок его сферических координат. Структура и особенности функционирования УО УПО ЛА детально рассмотрена в [4]. УО УПО ЛА представляет собой дискретный фильтр, основу которого составляет фильтр Калмана второго порядка. Начальная инициализация фильтра Калмана осуществляется алгоритмом фильтрации по конечной выборке [4]. На выходе фильтра Калмана формируется оценка вектора состояния  $\hat{\mathbf{a}}_{k+1} = \left\| \hat{x} \hat{V}_x \hat{a}_x \hat{y} \hat{V}_y \hat{a}_y \hat{z} \hat{V}_z \hat{a}_z \right\|^T$  и матрица



ошибок фильтрации  $\mathbf{R}_{k+1}$ . По полученным значениям вектора состояния  $\hat{\mathbf{a}}_{k+1}$ , в соответствии с методикой, приведенной в [3], формируются текущие оценки УПО ЛА  $\hat{\Theta}_{k+1}^{\text{ЛВ}}$ .

Блок расчета адаптивных ЭДРЛП предназначен для формирования адаптивных ДРЛП с использованием ММП. Данный метод предполагает разделение всего диапазона анализируемых значений углов курса на сектора, размеры которых определяются точностью формирования анализируемых оценок. Следует отметить, что размеры секторов определяются на этапе исследования эталонных отличительных признаков и зависят от класса распознаваемой цели. При этом эталонные портреты распознаваемых целей рассчитываются применительно к каждому из возможных угловых секторов. При формировании оценки угла курса ЛА из базы данных выбирается эталонный портрет, соответствующий сектору текущей оценки. В качестве примера на рис. 2 представлен пример формирования адаптивного эталонного ДРЛП методом максимального правдоподобия для самолета «Tornado».

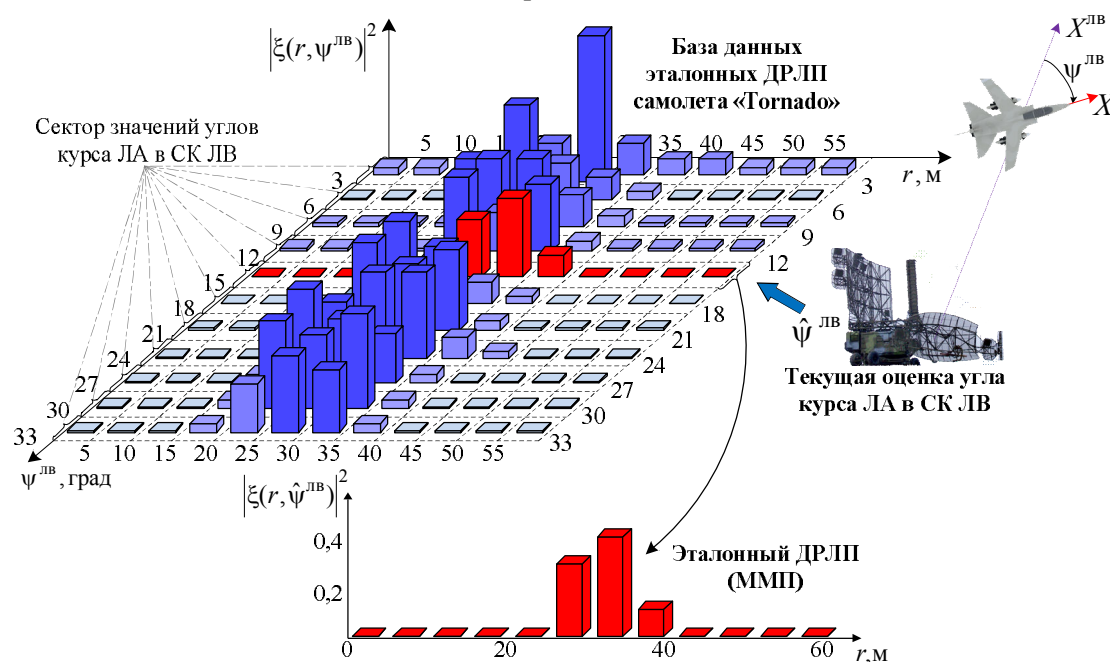


Рис. 2. Формирование адаптивного эталонного ДРЛП методом максимального правдоподобия

База данных эталонных ДРЛП предназначена для хранения эталонных ДРЛП различных классов целей. На современном этапе развития средств вычислительной техники формирование эталонных признаков распознаваемых объектов реализуют методами математического моделирования. Наиболее подходящей в данном случае является верифицированная программа моделирования «Back Scattering Simulation» (BSS), разработанная научным коллективом во главе с профессором Я.Д. Ширманом [5]. Программа BSS обеспечивает имитационное моделирование отраженных сигналов от маневрирующих аэродинамических объектов при узкополосном и сверхширокополосном зондировании. Данная программа позволяет получать РЛП для различных УПО ЛА в СК ЛВ.

Устройство радиолокационного распознавания предназначено для определения класса наблюдаемого объекта. Решения о классе объекта принимается согласно выражению (1).

УО показателей качества обеспечивает расчет эффективности распознавания для текущих условий наблюдения.

### Результаты моделирования

Оценка эффективности распознавания радиолокационных объектов по их ДРЛП проводилась методом математического моделирования. При моделировании использовались следующие исходные данные:  $r_n = 380$  км;  $\beta_n = 30^\circ$ ;  $H_n = 3$  км;  $\psi_n = 180^\circ$ ;  $T_{\text{обз}} = 10$  с;  $V = 900$  км/ч;  $N_{\text{обз}} = 150$ ;  $\sigma_r = 75$  м;  $\sigma_\beta = 0,25^\circ$  и  $\sigma_\epsilon = 1^\circ$ . Для расчета вероятности

правильного распознавания класса наблюдаемого объекта использовалась выборка размером  $N = 10^6$ . В процессе исследований анализировались ДРЛП целей трех классов: 1 класс – ракета (ALCM); 2 класс – истребитель (Tornado); 3 класс – бомбардировщик (B-52). Принцип классификации заключался в следующем:

– на вход устройства радиолокационного распознавания поступает зашумленный радиолокационный портрет  $\xi_{k+1}^l$  анализируемого класса объекта, соответствующий заданному отношению сигнал/шум  $\rho$ .

– в устройстве распознавания воспроизводятся модели распознаваемых классов целей (эталонные) для двух случаев:

1) фиксированные эталоны целей (неадаптивные эталоны);

2) эталоны, соответствующие максимально правдоподобной оценке угла курса ЛА в системе координат ЛВ (адаптивные эталоны).

В качестве фиксированных эталонов выбраны ДРЛП объектов наблюдения, соответствующие  $\psi^{ЛВ} = 180^\circ$  (нос самолета). Результаты формирования эталонных ДРЛП представлены на рис. 3. Условия наблюдения: разрешающая способность по дальности  $\Delta r = 1$  [м], истинное значение угла курса ЛА в СК ЛВ  $\psi_{ист}^{ЛВ} = 150^\circ$ , максимально правдоподобная оценка угла курса  $\hat{\psi}_{мп}^{ЛВ} = 155,6^\circ$ , соответствующая 6-му контакту с целью.

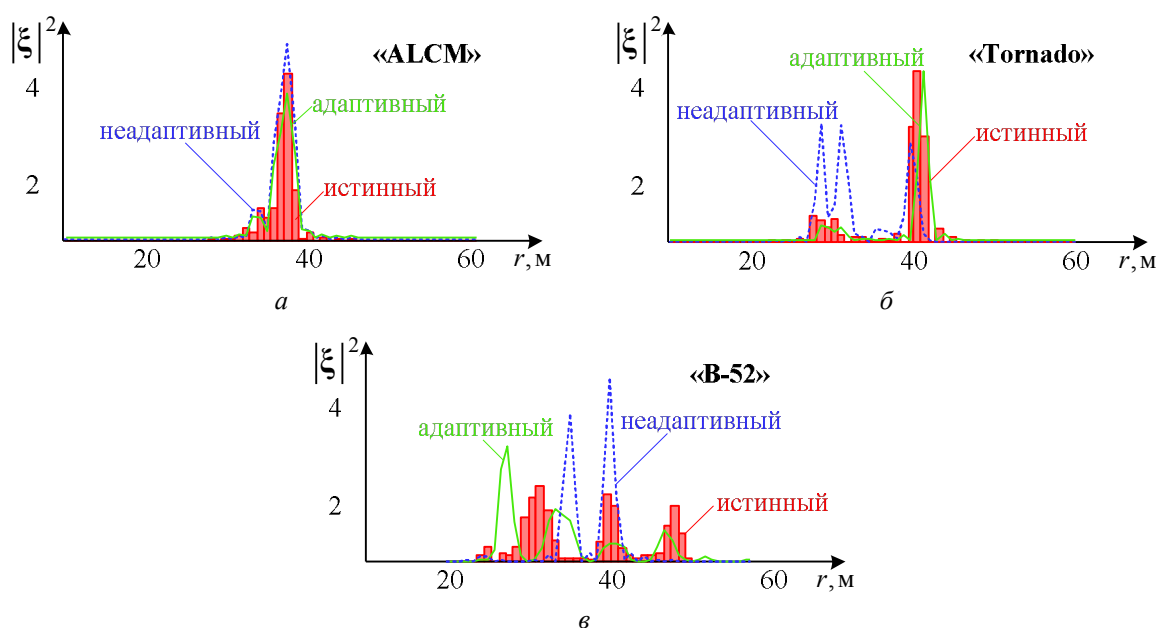


Рис. 3. Эталонные дальномерные радиолокационные портреты различных классов целей:  
а – 1 класс; б – 2 класс; в – 3 класс

– реализация ДРЛП наблюдаемых целей сравнивается с имеющимися эталонными портретами в соответствии с решающим правилом (1). За истинную принималась гипотеза, соответствующая максимальному сходству ДРЛП наблюдаемого объекта и одного из используемых эталонных портретов.

Результаты математического моделирования, соответствующие 6-му контакту с целью, в виде графиков условных вероятностей правильного и ложного распознавания для рассматриваемых случаев (адаптивного  $(D(F)_1^{ММП}, D(F)_2^{ММП}, D(F)_3^{ММП})$  и неадаптивного  $(D(F)_1, D(F)_2, D(F)_3)$ ) классификации представлены на рис. 4, 5.

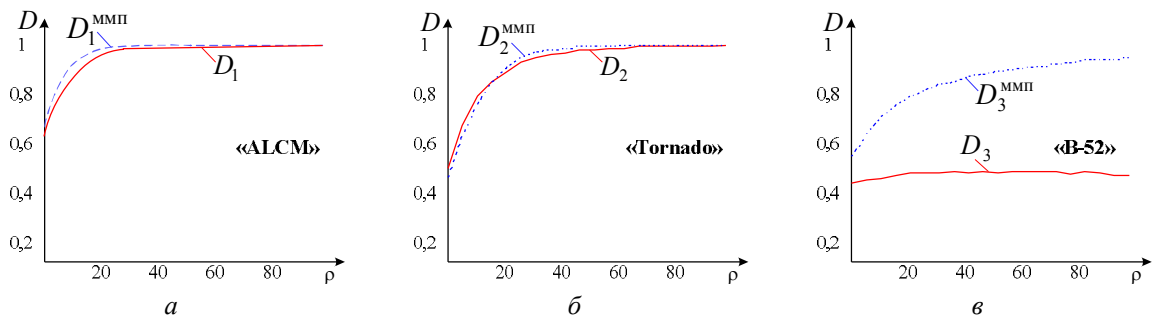


Рис. 4. Условные вероятности правильного распознавания для различных классов целей:  
 $a$  – 1 класс;  $б$  – 2 класс;  $в$  – 3 класс

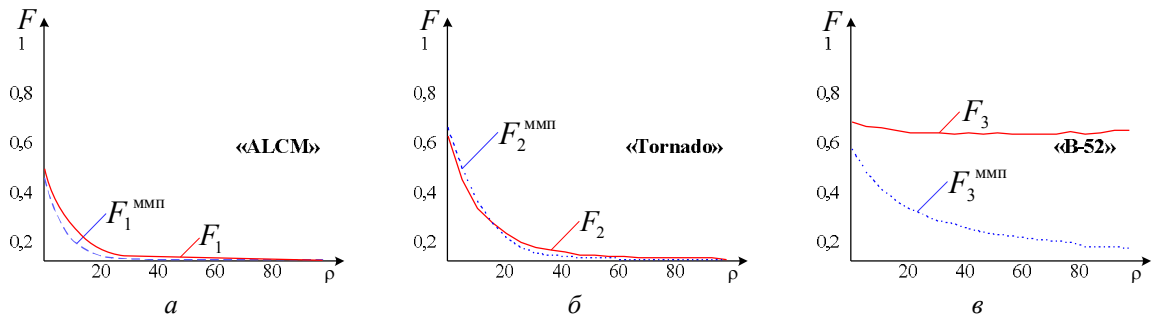


Рис. 5. Условные вероятности ложного распознавания для различных классов целей:  
 $a$  – 1 класс;  $б$  – 2 класс;  $в$  – 3 класс

Из анализа рис. 4, 5 следует, что адаптация РЛП к пространственной ориентации ЛА ММП приводит к повышению эффективности системы распознавания. Значительная разница в условных вероятностях правильного и ложного распознавания (рис. 4, в и рис. 5, в) обусловлена существенным различием ЭДРЛП (рис. 3, в).

В связи с тем, что увеличение длительности процедуры наблюдения ЛА улучшает точность оценки УПО [4], анализ эффективности распознавания для ММП необходимо производить на различных этапах траектории полета ЛА. На рис. 6, 7 представлены условные вероятности правильного и ложного распознавания для различных контактов с целью (для 3, 10 и 30-го контактов).

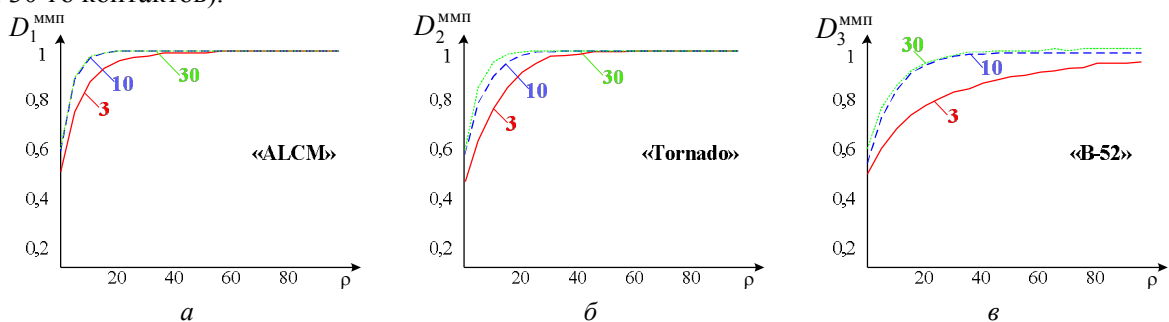


Рис. 6. Условные вероятности правильного распознавания для различных контактов с целью:  
 $a$  – 1 класс;  $б$  – 2 класс;  $в$  – 3 класс

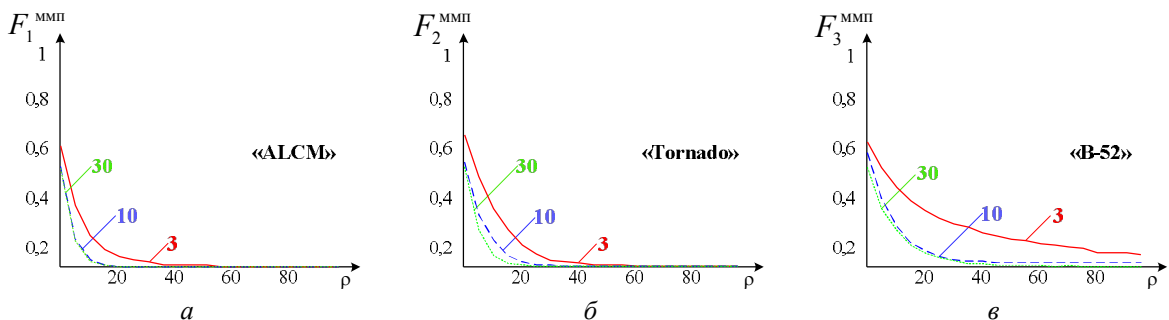


Рис. 7. Условные вероятности ложного распознавания для различных контактов с целью:  
 $a$  – 1 класс;  $б$  – 2 класс;  $в$  – 3 класс

Результаты моделирования, представленные на рис. 6, 7, позволяют утверждать, что с увеличением длительности процедуры наблюдения ЛА эффективность предложенного метода адаптации повышается. Приведенные условные вероятности правильного и ложного распознавания класса объекта рассчитаны только с учетом адаптации к углу курса ЛА. Использование в алгоритме адаптации оценок углов крена и тангажа ЛА повышает эффективность принимаемых решений. Кроме того, следует отметить, что предложенный подход к формированию адаптивных эталонных дальномерных РЛП справедлив для всех типов РЛП, зависящих от УПО ЛА.

Необходимо отметить, что на практике решение о классе наблюдаемого объекта необходимо принимать в условиях ограниченного временного ресурса, т. е. на первых контактах с целью. В связи с этим использование адаптации РЛП к пространственной ориентации ЛА методом максимального правдоподобия не всегда является эффективным, так как точность оценки УПО на первых контактах достаточно низкая [4]. Обеспечение высокой точности оценивания УПО ЛА вынуждает затрачивать значительные временные ресурсы [4]. Необходимость использования компромиссного решения между точностью оценивания УПО ЛА и располагаемым временным ресурсом вынуждает совершенствовать подходы к построению адаптивных систем.

### Заключение

Методом статистических испытаний с помощью разработанного моделирующего комплекса проанализирована эффективность распознавания класса объекта по дальномерным РЛП для двух случаев: с адаптацией ЭДРЛП к пространственной ориентации ЛА и без нее. В качестве метода адаптации выбран наиболее распространенный на практике метод максимального правдоподобия. Недостатком данного метода является низкая точность измерения УПО ЛА на первых контактах с целью, что приводит к снижению эффективности классификации объектов наблюдения. Представленные результаты позволяют утверждать, что адаптация РЛП, основанная на использовании максимально правдоподобных оценок УПО ЛА требуемой точности, позволяет существенно повысить эффективность системы распознавания. Преодоление отмеченного недостатка возможно с помощью другого способа адаптации РЛП к текущим условиям наблюдения, основанного на учете закона распределения оценок УПО ЛА.

### Список литературы

1. Курлович В.И., Шаляпин С.В. Основы теории радиосистем. Минск : ВА РБ, 1999. 342 с.
2. Сви́нарский М.В., Ярмолик С.Н., Храменков А.С. Влияние ракурса наблюдения цели на эффективность классификации радиолокационных объектов // Докл. БГУИР. 2017. № 2. С. 31–38.
3. Оценивание углов ориентации летательного аппарата в интересах адаптации к условиям наблюдения / С.Н. Ярмолик [и др.] // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. 2017. № 4. С. 73–82.
4. Повышение точности оценивания ориентации летательного аппарата в интересах адаптации радиолокационных портретов к условиям наблюдения / С.Н. Ярмолик [и др.] // Докл. БГУИР. 2018. № 4. С. 73–82.
5. Radar target backscattering simulation – software and user’s manual / Y.D. Shirman [et al.]. Boston, London: Artech House, 2002. 94 p.

### References

1. Kurlovich V.I., Shaljapin S.V. Osnovy teorii radiosistem. Minsk : VA RB, 1999. 342 s. (in Russ.)
2. Svinarskij M.V., Jarmolik S.N., Hramenkov A.S. Vlijanie rakursa nabljudenija celi na jeffektivnost' klassifikacii radiolokacionnyh ob'ektov // Dokl. BGUIR. 2017. № 2. S. 31–38. (in Russ.)
3. Ocenivanie uglov orientacii letatel'nogo apparata v interesah adaptacii k uslovijam nabljudenija / S.N. Jarmolik [i dr.] // Vestn. Voen. akad. Resp. Belarus'. 2017. № 4. S. 73–82. (in Russ.)
4. Povyshenie tochnosti ocenivaniya orientacii letatel'nogo apparata v interesah adaptacii radiolokacionnyh portretov k uslovijam nabljudenija / S.N. Jarmolik [i dr.] // Dokl. BGUIR. 2018. № 4. S. 73–82. (in Russ.)
5. Radar target backscattering simulation – software and user’s manual / Y.D. Shirman [et al.]. Boston, London: Artech House, 2002. 94 p. (in Russ.)

### **Сведения об авторах**

Ярмолик С.Н., к.т.н., доцент, начальник цикла кафедры автоматики, радиолокации и приемопередающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Свинарский М.В., аспирант кафедры автоматики, радиолокации и приемопередающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Храменков А.С., к.т.н., доцент кафедры автоматики, радиолокации и приемопередающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Зайко Е.В., магистрант кафедры автоматики, радиолокации и приемопередающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

### **Адрес для корреспонденции**

220057, Республика Беларусь,  
г. Минск, пр. Независимости, 220  
Военная академия Республики Беларусь  
тел. +375-33-640-61-14;  
e-mail: mechislav1993@gmail.com  
Свинарский Мечислав Витальевич

### **Information about the authors**

Yarmolik S.N., PhD, associate professor, head of the cycle of the department of automatics, radiolocation and transceivers devices of Military academy of the Republic of Belarus.

Svinarskiy M.V., PG student of the department of automatics, radiolocation and transceivers devices of Military academy of the Republic of Belarus.

Khramenkov A.S., PhD, associate professor of the department of automatics, radiolocation and transceivers devices of Military academy of the Republic of Belarus.

Zaiko E.V., PG student of the department of automatics, radiolocation and transceivers devices of Military academy of the Republic of Belarus.

### **Address for correspondence**

220057, Republic of Belarus,  
Minsk, Nezavisimosti ave., 220  
Military academy of the Republic of Belarus  
tel. +375-33-640-61-14;  
e-mail: mechislav1993@gmail.com  
Svinarskiy Mechislav Vitalevich

УДК 621.396

## ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В ОБЗОРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ С ПОДСИСТЕМАМИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ

С.В. КОЗЛОВ, ВУ ТХАНЬ ХА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 17 декабря 2018*

**Аннотация.** Обоснованы вариант оптимального и модификации квазиоптимальных алгоритмов оценивания пеленга цели в обзорной двухкоординатной радиолокационной станции с подсистемой пространственной компенсации помех. Алгоритмы основаны на операциях внутривременной компенсации помех с «обелением» их результатов во временной области путем деления на оценку среднеквадратического значения напряжения суммы взвешенных внутренних шумов и некомпенсированных остатков внешних помех, вычисления ожидаемого сигнала для всех возможных положений цели в пределах области неопределенности, построение и максимизацию функции правдоподобия в виде взаимной корреляционной функции «обеленной» реализации и опорного сигнала. Приведены результаты оценки среднеквадратических ошибок оценивания угловых координат цели.

**Ключевые слова:** пространственная компенсация помех, обзорная радиолокационная станция, измерение угловых координат, статистические характеристики, функция правдоподобия.

**Abstract.** The optimal variant and modification of quasi-optimal target bearing estimation algorithms in a survey two-coordinate radar station with a spatial interference compensation subsystem are substantiated. Algorithms are based on intraperiod interference cancellation operations with «whitening» of their results in the time domain by dividing the sum of weighted internal noise by estimating the root-mean-square voltage value and uncompensated residuals of external interference, calculating the expected signal for all possible target positions within the uncertainty domain, constructing and maximizing the likelihood function in the form of the mutual correlation function of isolated implementation and the reference signal. The results of the evaluation of the root-mean-square errors of estimating the angular coordinates of the target are given.

**Keywords:** Spatial noise compensation, surveillance radar, measurement of angular coordinates, statistical characteristics, likelihood function.

**Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 48-56**  
**Evaluation of the angular coordinates in survey radar stations**  
**with subsystems for spatial noise compensation**  
**S.V. Kozlov, Vu Thanh Ha**

### Введение

В настоящее время актуальными остаются вопросы обеспечения требуемой помехоустойчивости обзорных радиолокационных станций (РЛС) обнаружения воздушных целей в условиях мощных активных помех, воздействующих с направлений главного и боковых лепестков диаграмм направленности (ДН) антенны РЛС. В качестве основного средства повышения помехоустойчивости в указанных условиях выступает использование подсистем адаптивной пространственной компенсации помех (ПКП) на базе многоканальных приемных систем [1, 2]. Основное внимание исследователей было сосредоточено на обосновании практически реализуемых алгоритмов адаптации, обеспечивающих заданное качество подавления внешних помех [1–3].

Как отмечено рядом авторов [1, 2, 4–6], использование пространственной компенсации помех сопровождается эффектом изменения («искажения») ДН адаптированного канала в сравнении с ДН основной приемной антенны. Оценивание угловых координат полезного сигнала в этих условиях возможно с использованием двух подходов:

– при построении алгоритма обработки, обеспечивающего фиксацию адаптированной ДН в заданной пространственной области [7], что позволяет непосредственно использовать классические алгоритмы оценивания угловых координат, например, с использованием суммарно-разностной обработки;

– при учете в алгоритме оценивания угловых координат всех составляющих функции правдоподобия [8], что сводится, фактически, к проверке множества гипотез о наличии одиночной цели или заданного числа целей в конкретных угловых направлениях (по заданной сетке) в пределах области неопределенности (главного лепестка ДН основной антенны).

Несомненным достоинством второго подхода является несмещенность оценок угловых координат полезного сигнала, по крайней мере, для классифицированной выборки, а определенным недостатком – большие вычислительные затраты на реализацию алгоритма оценивания пеленга, что существенно снижает возможность практической реализации предложенного в [8] алгоритма. Поэтому для обзорных РЛС необходима разработка варианта реализации алгоритма [8] с учетом механического вращения антенной системы и снижение вычислительных затрат на реализацию. Одним из возможных путей является отказ от оптимальной пространственной фильтрации для каждого из возможных значений пеленга цели с переходом к квазиоптимальным алгоритмам обработки.

Таким образом, целью настоящей статьи является обоснование оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов оценивания угловых координат в обзорной РЛС с ПКП.

### Постановка задачи и обоснование алгоритма

Будем рассматривать обзорную двухкоординатную РЛС без перестройки несущей частоты и с механическим вращением антенны. Антенная система РЛС состоит из основной приемопередающей антенны с коэффициентом усиления  $G_0$  и  $\ell = \overline{1, L}$  дополнительных (компенсационных) антенн с коэффициентами  $G_\ell \ll G_0$ . Координаты компенсационных антенн в местной, связанной с осями симметрии основной антенны, системе координат определяются радиус-векторами  $(x_{a\ell}, y_{a\ell}, z_{a\ell})^T$ . С учетом механического вращения антенны и связанным с этим изменением разности фаз полезного сигнала и помех между основной и компенсационными антеннами полагаем, что ПКП реализуется в пределах каждого периода зондирующего сигнала. Пусть цель, находящаяся на азимуте  $\alpha_{ц}$  и дальности  $r_{ц}$ , предварительно обнаружена и выполнена оценка времени задержки  $\tau_z$  и доплеровского сдвига частоты  $f_d$  отраженного от нее сигнала. Азимутальное положение антенны РЛС в начальный момент времени  $t=0$  равно  $\alpha_a^0$ , угловая скорость вращения антенны  $\Omega_a$ , при этом  $\alpha_a^0 \leq \alpha_{ц} - \Delta\alpha_{0,5}$ , где  $\Delta\alpha_{0,5}$  – ширина главного лепестка (ГЛ) ДН антенны РЛС в азимутальной плоскости по уровню 0,5 от максимальной мощности. Отраженный от цели сигнал на интервале наблюдения считаем дружно-флуктуирующим:  $\alpha_a^0 / \Omega_a < \tau_c$ , где  $\tau_c$  – интервал корреляции флуктуаций отраженного сигнала. Наблюдению при цифровой обработке для моментов времени  $t_i = \tau_z + iT_r$ , где  $i = \overline{0, I}$ ,  $I = \lceil 2\Delta\alpha_{0,5} / (\Omega_a T_r) \rceil$  – число отсчетов на интервале наблюдения;  $T_r$  – период повторения импульсов РЛС, доступны векторы  $\mathbf{y}_i = (\dot{Y}_0(t_i), \dot{Y}_1(t_i), \dots, \dot{Y}_L(t_i))^T$  отсчетов результатов внутрипериодной обработки выходных сигналов основного (0) и  $\ell = \overline{1, L}$  дополнительных (компенсационных) приемных каналов. Будем также полагать, что при внутрипериодной обработке происходит устранение междупериодных фазовых набегов  $\varphi_i = 2\pi(f_0 + F_d)t_i$ , где  $f_0$  – несущая частота РЛС.

Для вектор-столбцов отсчетов сигналов на выходах основной и компенсационных антенн запишем

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{y}_{\text{сш}_i} + \mathbf{y}_{\text{п}_i} + \mathbf{y}_{\text{с}_i}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{y}_{\text{сш}_i}$ ,  $\mathbf{y}_{\text{с}_i}$ ,  $\mathbf{y}_{\text{п}_i}$  – вектор-столбцы отсчетов собственных шумов, отраженного сигнала и внешних помех.

Векторы весовых коэффициентов (ВВК)  $\omega_i$  для ПКП могут формироваться исходя из различных критериев оптимальности (минимума выходной мощности, максимума отношения сигнал/помеха+шум и т. д.). Технически ВВК могут быть вычислены путем непосредственного обращения оценки корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов, использования LMS и RLS-алгоритмов адаптивной фильтрации и т. д. [1–3].

*Оптимальный алгоритм.* Для обзорной РЛС оптимальный алгоритм может быть получен путем модификации алгоритма, предложенного А.А. Чижовым [8]. Следуя методике [8], для функции правдоподобия принимаемой реализации при наличии на интервале наблюдения единственной цели запишем

$$p(\mathbf{y} / \alpha, \dot{E}) = C \exp \left( - \sum_{i=1}^I (\mathbf{y}_i - \dot{E} \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha))^+ \Phi_i^{-1} (\mathbf{y}_i - \dot{E} \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)) \right), \quad (2)$$

где  $\dot{E}$  – комплексная амплитуда отраженного от цели сигнала для изотропной передающей антенны РЛС;  $\dot{F}_0(\alpha)$  – ДН основной антенны РЛС по напряжению;  $\alpha_{ai} = \alpha_a^0 + \Omega_a t_i$  – угловое положение антенны РЛС в  $i$ -й момент времени;  $\mathbf{s}(\alpha) = (\dot{F}_0(\alpha), \dot{F}_1(\alpha), \dots, \dot{F}_L(\alpha))^T$  – вектор-столбец, составленный из ДН основной и компенсационных антенн РЛС;  $\Phi_i$  – корреляционная матрица (КМ) процессов на выходе приемных каналов для  $i$ -го положения антенны РЛС;  $+$  – знак комплексного сопряжения и транспонирования. В (2) явным образом учтен факт вращения антенной системы РЛС и связанное с этим междупериодное изменение комплексных амплитуд полезного сигнала и структур корреляционных матриц  $\Phi_i$ .

Истинная КМ процессов на выходе приемных каналов в  $i$ -й момент времени

$$\begin{aligned} \Phi_i &= \sigma_{\text{сш}}^2 \mathbf{I} + \sum_{k=1}^K P_k \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha_k) \mathbf{s}^+(\alpha_{ai} - \alpha_k) + \\ &+ V_{\Phi} K_{\Phi} P_0 |\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha_0)|^2 \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha_k) \mathbf{s}^+(\alpha_{ai} - \alpha_0) = \sigma_{\text{сш}}^2 \mathbf{I} + \sum_{k=1}^K \Phi_{\text{п}_i, k} + \Phi_{\text{с}_i}, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $\sigma_{\text{сш}}^2$  – мощность собственных шумов приемных каналов РЛС;  $P_k$  – мощность  $k = \overline{1, K}$  источников внешних помех на выходе изотропной приемной антенны в полосе пропускания приемных каналов;  $\alpha_k$  – угловое положение  $k$ -го источника помех;  $\alpha_0$  – угловое положение цели;  $V_{\Phi}$  – признак вида (классифицированная или неклассифицированная) выборки; при  $V_{\Phi} = 1$  аналогично [8] имеем вариант обработки, когда полезный сигнал не участвует в формировании КМ, при  $V_{\Phi} = 0$  имеем неклассифицированную выборку, когда полезный сигнал оказывает влияние на структуру КМ;  $K_{\Phi}$  – относительная доля мощности полезного сигнала, участвующего в формировании КМ;  $\Phi_{\text{п}_i, k} = P_k \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha_k) \mathbf{s}^+(\alpha_{ai} - \alpha_k)$ ;  $\Phi_{\text{с}_i} = V_{\Phi} K_{\Phi} P_0 |\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha_0)|^2 \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha_k) \mathbf{s}^+(\alpha_{ai} - \alpha_0)$  – КМ  $k$ -го источника помех и полезного сигнала для  $i$ -го положения антенны.

В соответствии с адаптивным байесовым подходом [9] истинные КМ процессов на выходе приемных каналов заменяются их максимально-правдоподобными оценками  $\hat{\Phi}_i$ . Для обзорной РЛС оценки  $\hat{\Phi}_i$  могут быть получены из отсчетов входных сигналов усреднением по времени. Пусть в каждом периоде повторения усреднение КМ проводится по  $Q$  отсчетам входных сигналов в соответствии с выражением

$$\hat{\Phi}_i = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \mathbf{y} \left( t_{\Phi} - \left( q + \frac{Q}{2} \right) \Delta t \right) \mathbf{y}^+ \left( t_{\Phi} - \left( q + \frac{Q}{2} \right) \Delta t \right), \quad (4)$$

где  $t_{\Phi}$  – момент времени, соответствующий середине интервала усреднения КМ, находящийся в пределах  $i$ -го периода повторения,  $iT_r < t_{\Phi} < (i+1)T_r$ ;  $\Delta t$  – период дискретизации. Для исключения влияния полезного сигнала на оценки КМ значение  $t_{\Phi}$  выбирается в пределах



значений времени задержки, когда полезный сигнал (сигналы) гарантированно отсутствует. В общем случае при наличии нестационарных помех  $t_{\Phi} = t_i$ , что соответствует неклассифицированной выборке.

С учетом (4) при длительности полезного сигнала на выходе фильтра сжатия  $\tau_c^{сж}$  для величины  $K_{\Phi}$  в (3) имеем

$$K_{\Phi} = \frac{\tau_c^{сж}}{Q\Delta t}. \quad (5)$$

Используя методику [7], для решающей статистики  $\Psi_0(\alpha)$  оптимального алгоритма с учетом (2) и оптимальной оценки азимута цели получим

$$\Psi_0(\alpha) = \frac{\left| \sum_i \omega_i^+(\alpha) y_i \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha) \right|^2}{\sum_i \omega_i^+(\alpha) \Phi_i \omega_i(\alpha) |\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)|^2}, \quad (6)$$

$$\hat{\alpha} = \arg \max_{\alpha} \Psi_0(\alpha), \quad (7)$$

где  $\omega_i(\alpha) = \Phi_i^{-1} \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)$  – ВВК, обеспечивающий максимум отношения сигнал/помеха+шум (ОСПШ) в направлении при приеме с направления  $\alpha$  для  $i$ -го положения антенны РЛС.

В соответствии с (6), (7) оптимальный алгоритм предполагает для каждого возможного углового положения цели  $\alpha$  формирование отсчетов сигнала на выходе адаптированного канала  $\dot{Y}_{ai} = \omega_i^+(\alpha) y_i$ , их взвешивание с ДН  $\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)$  основной антенны на передачу по напряжению, когерентное накопление отсчетов, вычисление квадрата модуля результата когерентного накопления и нормировку полученной величины к суммарной мощности отсчетов  $\omega_i^+(\alpha) \Phi_i \omega_i$ , взвешенных с ДН  $|\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)|^2$  передающей антенны по мощности.

Из-за использования в (6) полного перебора по всем возможным значениям углового положения цели с вычислением ВВК приемных каналов оптимальный алгоритм оказывается весьма сложным в вычислительном плане.

*Квазиоптимальные алгоритмы.* Общая идея построения получения квазиоптимальных алгоритмов основана на отказе вычисления оптимального ВВК для каждого возможного положения цели  $\alpha$  в сочетании с известными процедурами «обеления» помехи и согласованной фильтрации измененного полезного сигнала [1, 10]. Пусть в процессе внутривыборочной ПКП сформированы ВВК вида

$$\omega_i = \Phi_i^{-1} \begin{cases} \mathbf{s}(0) & \text{– для критерия максимума ОСПШ;} \\ \mathbf{e} = (1, 0, \dots, 0)^T & \text{– для критерия минимума выходной мощности.} \end{cases} \quad (8)$$

Отсчеты адаптированного канала

$$\dot{Y}_{ai} = \omega_i^+ y_i = \omega_i^+ (y_{ш+i} + y_{п+i}) + \omega_i^+ y_{с+i} \quad (9)$$

содержат взвешенные внутренние шумы и некомпенсированные остатки внешних помех с мощностями

$$P_{ш+п+i} = \omega_i^+ \left( \sigma_{ш}^2 \mathbf{I} + \sum_{k=1}^K \Phi_{п+i,k} \right) \omega_i \quad (10)$$

и отсчеты измененного полезного сигнала  $\omega_i^+ y_{с+i}$ .

Взвешенные шумы и некомпенсированные остатки помех являются некоррелированными от периода к периоду. В соответствии с принципами обработки на фоне небелого шума [1, 10] формирование функции правдоподобия предполагает операции обеления суммы мощности взвешенных шумов и некомпенсированных остатков помех путем деления отсчетов на величину  $\sqrt{P_{ш+п+i}}$  с последующей согласованной обработкой измененного полезного сигнала.

Примем в качестве оценки мощности взвешенных шумов и некомпенсированных остатков помех величину

$$\hat{P}_{ш+п_i} = \mathbf{\omega}_i^+ \hat{\Phi}_i \mathbf{\omega}_i. \quad (11)$$

Для классифицированной выборки оценка (11) является оценками максимального правдоподобия. Для неклассифицированной выборки оценка смещена на величину  $\mathbf{\omega}_i^+ \Phi_{ci} \mathbf{\omega}_i$  мощности полезного сигнала с учетом доли  $K_\Phi$  мощности полезного сигнала, попадающей в КМ. Для операции обеления имеем

$$\dot{Z}_i = \frac{\dot{Y}_{ai}}{\sqrt{\mathbf{\omega}_i^+ \hat{\Phi}_i \mathbf{\omega}_i}}. \quad (12)$$

Тогда отсчеты измененного опорного сигнала с произвольной амплитудой  $U$  и нулевой начальной фазой, принимаемого с направления  $\alpha$ , примут вид

$$\dot{Z}_{оп_i}(\alpha) = \frac{U \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)}{\sqrt{\mathbf{\omega}_i^+ \hat{\Phi}_i \mathbf{\omega}_i}}. \quad (13)$$

Согласно (13), цели, находящиеся на различных угловых направлениях  $\alpha$ , порождают на выходе системы обработки различные последовательности отсчетов (сигналы)  $\mathbf{z}_{оп}(\alpha) = (\dot{Z}_{оп_1}(\alpha), \dot{Z}_{оп_2}(\alpha), \dots, \dot{Z}_{оп_I}(\alpha))^T$ . В этой связи задачу оптимальной оценки азимута цели можно трактовать как задачу различения непрерывного континуума гипотез о наличии в принимаемой реализации сигналов (последовательности отсчетов) со случайной начальной фазой и временной структурой, определяемой (13). Для упрощения структуры решающего устройства потребуем, чтобы мощности опорных сигналов были фиксированы  $\sum_i |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha)|^2 = \text{const}$ , откуда для амплитуды опорных сигналов получим:

$$U(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{\sum_i |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha)|^2}}. \quad (14)$$

Используя классическое решение задачи различения произвольного числа сигналов со случайной начальной фазой, функция правдоподобия запишется как

$$\Psi_1^{(2)}(\alpha) = \left| \frac{\sum_{i=0}^I \dot{Z}_i Z_{оп_i}^*(\alpha)}{\sum_{i=0}^I \frac{\dot{F}_0^*(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{y}_i \mathbf{s}^+(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{\omega}_i}{\mathbf{\omega}_i^+ \hat{\Phi}_i \mathbf{\omega}_i}} \right| = \frac{\left| \sum_{i=0}^I \dot{Z}_i Z_{оп_i}^*(\alpha) \right|}{\sqrt{\sum_{i=0}^I \frac{|\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)|^2 |\mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)|^2}{\mathbf{\omega}_i^+ \hat{\Phi}_i \mathbf{\omega}_i}}}, \quad (15)$$

где дополнительным верхним индексом указана разновидность квазиоптимального алгоритма с формированием ВВК (8) согласно критерия минимума выходной мощности (1) или максимума ОСПШ (2), с максимально правдоподобными оценками вида

$$\hat{\alpha} = \arg \max_{\alpha} \Psi_1^{(2)}(\alpha). \quad (16)$$

Принципиальное отличие квазиоптимального алгоритма (15), (16) от оптимального (6), (7) заключается в формировании ВВК приемных каналов безотносительно к угловому положению цели, что резко сокращает требования к производительности процессора обработки. В то же время при замене в (14) ВВК  $\mathbf{\omega}_i$  на  $\mathbf{\omega}_i(\alpha) = \Phi_i^{-1} \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)$  получаем вторую модификацию оптимального алгоритма, близкую к (6), (7).

Для иллюстрации процессов при преобразовании сигнала для квазиоптимального алгоритма на рис. 1 для одной из реализаций приведены зависимости модуля сигнала на выходе основной антенны до и после компенсации помех ( $a$ ,  $b$ ) и синфазного компонента сигнала на выходе адаптированного канала после обеления ( $в$ ,  $г$ ) от углового положения антенны РЛС. Зависимости построены при  $\Omega_a = 30$  град/с,  $F_r = 1000$  Гц;  $\Delta\alpha_{0,5} = 4^\circ$ ; числе

импульсов в пачке 127, угловом положении цели  $\alpha_c = 15^\circ$ , угловом положении единственной помехи  $\alpha_n = 13,5^\circ$ , максимальных отношениях сигнал/шум по одному импульсу пачки и помеха/шум 8,4 дБ и 50 дБ соответственно. Антенная система обзорной РЛС моделировалась в виде основной апертуры прямоугольной формы размерами  $15 \times 2,5$  длин волн и четырех компенсационных апертур размерами  $1 \times 2,5$  длин волн, попарно пристыкованных справа и слева к основной апертуре. Амплитудное распределение поля на апертурах принималось равномерным, погрешности распределения на апертурах не учитывались.

Как видно из рис. 2, определение факта наличия и углового положения полезного сигнала по реализациям до и после пространственной компенсации внешних помех невозможно. После операции обеления помехи наличие полезного сигнала и его ориентировочные угловые координаты достаточно хорошо определяются визуально. Динамический диапазон изменения мощности взвешенных шумов и некомпенсированных остатков внешних помех на интервале существования полезного сигнала может составлять 5...7 дБ для квазиоптимального алгоритма по критерию минимума выходной мощности и до 40 дБ для критерия максимума ОСПШ. Модуль  $|d\Psi_1(\alpha)/d\alpha|_{\alpha=\alpha_c}$  второй производной функции правдоподобия в максимуме при использовании критерия максимума ОСПШ, характеризующий потенциальную точность пеленгации [10], существенно больше, чем для критерия минимума выходной мощности.

Большой интерес представляет сравнение достижимой точности определения угловых координат при использовании оптимального (6), (7) и квазиоптимального (14), (15) алгоритмов. Для отношения дисперсий флуктуационных ошибок оценивания координат квазиоптимального (1) и оптимального (2) алгоритмов можно записать:

$$K_D = \frac{\sigma_{\alpha 1}^2}{\sigma_{\alpha 0}^2} = \frac{|d^2\Psi_{c0}(\alpha)/d\alpha^2|}{|d^2\Psi_{c1}(\alpha)/d\alpha^2|} \Big|_{\alpha=\alpha_c}, \quad (17)$$

где  $\Psi_{c0(1)}(\alpha)$  – сигнальная составляющая (математическое ожидание) функции правдоподобия для оптимального и квазиоптимального алгоритма. Для приведенных на рис. 2 результатов  $K_D = 1,4$  для критерия максимума ОСПШ и  $K_D = 7,6$  для критерия минимума выходной мощности.

### Результаты исследования статистических характеристик пеленгации

Исследование эффективности предлагаемых алгоритмов проводилось методом имитационного моделирования. В качестве показателей эффективности принималась среднеквадратическая ошибка  $\sigma_\alpha$  определения пеленга цели. Рассматривался случай наличия одного мощного источника полезного сигнала; нормированное к ширине  $\Delta\alpha_{0,5}$  ГЛ ДН основной антенны угловое отклонение от направления на цель составляет величину 0,125...0,75. Результаты приведены на рис. 2.

Результаты приведены для классифицированной выборки. Штрихпунктирной линией показана потенциальная точность оценивания пеленга на фоне внутренних шумов. Значимых в статистическом плане отличий СКО пеленгации для неклассифицированной выборки от классифицированной не выявлено. Как и следовало ожидать, СКО пеленгования для критерия минимума мощности примерно в 3...4 раза хуже, чем для критерия максимума ОСПШ.

Как видно из приведенных на рис. 2 результатов, предлагаемый относительно простой квазиоптимальный алгоритм аналогично [8] обеспечивает, фактически, эффект «сверхразрешения» полезного сигнала и мощной помехи при угловом расстоянии между ними, существенно меньшем, чем ширина ГЛ основной антенны РЛС. Так, при нормированном угловом расстоянии 0,125 нормированная среднеквадратическая ошибка определения пеленга на цель не превысила 0,1.

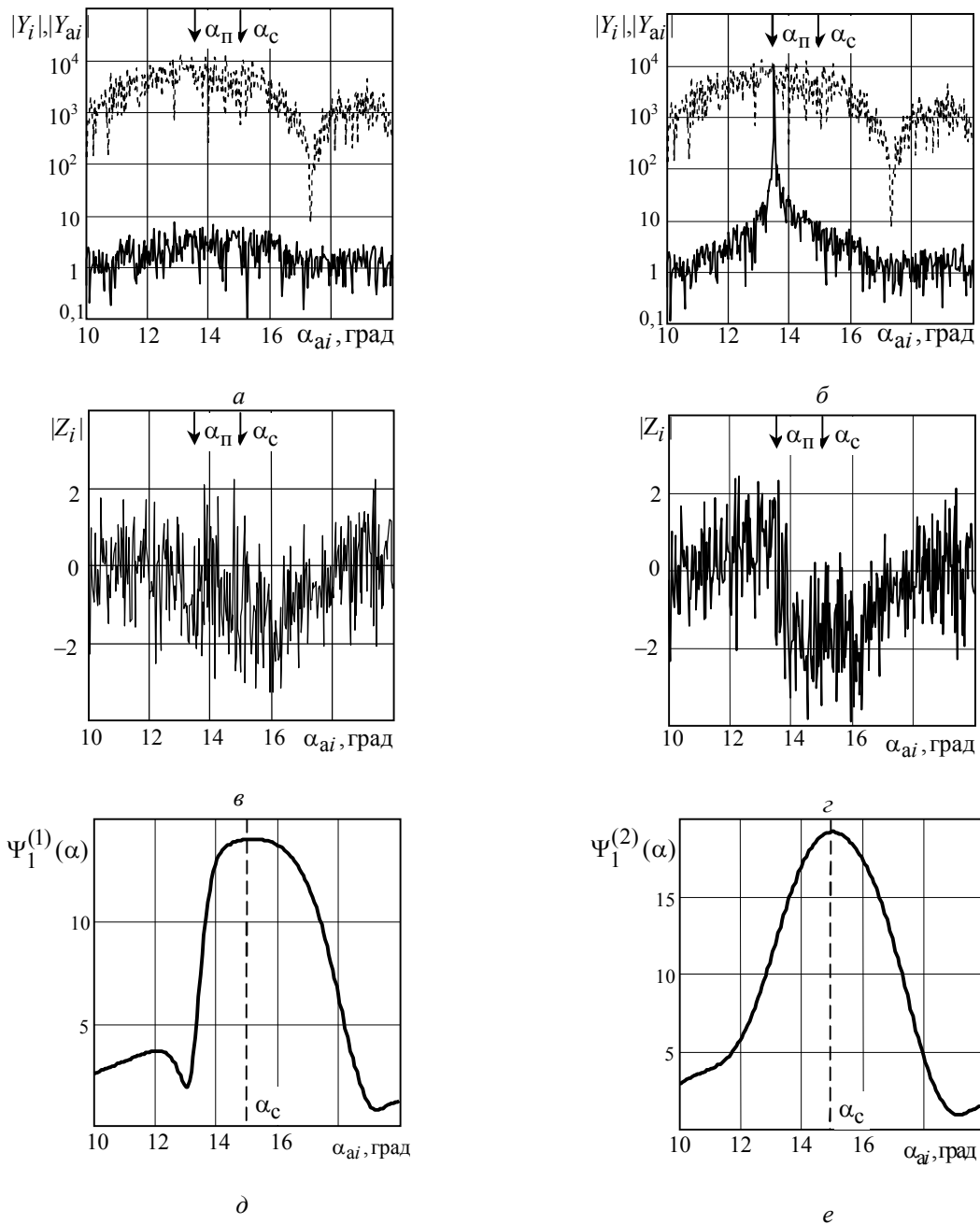


Рис. 1. Реализации модуля сигнала на выходе основной антенны до и после компенсации помех (*a, б*), синфазного компонента сигнала на выходе адаптированного канала после обеления (*в, г*) и функции правдоподобия (*д, е*) для квазиоптимальных алгоритмов по критерию минимума выходной мощности (*a, в, д*) и максимума ОСПШ (*б, г, е*)

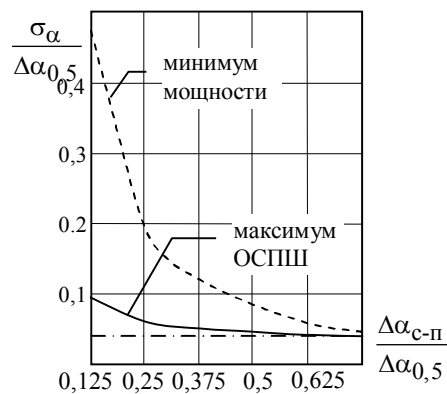


Рис. 2. Зависимость нормированной среднеквадратической ошибки пеленгации от нормированного углового отклонения источника помех от цели

## Заключение

Обоснованные на основе классических операций «обеления» помехи и согласованного накопления измененного полезного сигнала квазиоптимальные алгоритмы оценивания пеленга цели в обзорной РЛС являются относительно простыми в реализации и могут быть эффективно использованы в том числе при различиях угловых положений полезного сигнала и источников помех, существенно меньших, чем разрешающая способность РЛС.

## Список литературы

1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь. 1981. 416 с.
2. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
3. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера. 2013. 528 с.
4. Торбин С.А., Григорян Д.С. Способ защиты моноимпульсного радиопеленгатора от активной шумовой помехи по основным лепесткам диаграмм направленности антенн // Антенны. № 7. 2014. С. 54–61.
5. Григорян Д.С., Торбин С.А., Герасимов В.В. Защита моноимпульсного радиопеленгатора от активной шумовой помехи, действующей по основным лепесткам диаграмм направленности // Вестн. Концерна ПВО «Алмаз-Антей». 2014. № 2. С. 103–112.
6. Торбин С.А. Обработка сигналов цифрового пеленгатора с коническим сканированием диаграммы направленности в условиях активной шумовой помехи // Материалы междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA–2014». 2014. Вып. 20. С. 368–379.
7. Козлов С.В., Карпухин В.И., Сергеев В.И. Синтез вариантов структуры радиолокационных измерителей угловых координат с адаптивной пространственной компенсацией помех // Антенны. 2010. № 6. С. 71–76.
8. Чижов А.А. Сверхразрешение радиолокационных целей при воздействии активных шумовых помех по основному и ближним боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС // Информационно-управляющие системы. № 1. 2016. С. 88–92.
9. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио. 1977. 432 с.
10. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 680 с.

## References

1. Shirman Ja.D., Manzhos V.N. Teorija i tehnika obrabotki radiolokacionnoj informacii na fone pomeh. M.: Radio i svjaz'. 1981. 416 s. (in Russ.)
2. Monzingo R.A., Miller T.U. Adaptivnye antennnye reshетки. M.: Radio i svjaz', 1986. 448 s. (in Russ.)
3. Dzhigan V.I. Adaptivnaja fil'tracija signalov: teorija i algoritmy. M.: Tehnosfera. 2013. 528 s. (in Russ.)
4. Torbin S.A., Grigorjan D.S. Sposob zashhity monoimpul'snogo radiopelengatora ot aktivnoj shumovoj pomehi po osnovnym lepestkam diagramm napravlenosti antenn // Antenny. № 7. 2014. S. 54–61. (in Russ.)
5. Grigorjan D.S., Torbin S.A., Gerasimov V.V. Zashhita monoimpul'snogo radiopelengatora ot aktivnoj shumovoj pomehi, dejstvujushhej po osnovnym lepestkam diagramm napravlenosti // Vestn. Koncerna PVO «Almaz-Antej». 2014. № 2. S. 103–112. (in Russ.)
6. Torbin S.A. Obrabotka signalov cifrovogo pelengatora s konicheskim skanirovaniem diagrammy napravlenosti v uslovijah aktivnoj shumovoj pomehi // Materialy mezhdunar. konf. «Cifrovaja obrabotka signalov i ee primenenie DSPA–2014». 2014. Vyp. 20. S. 368–379. (in Russ.)
7. Kozlov S.V., Karpuhin V.I., Sergeev V.I. Sintez variantov struktury radiolokacionnyh izmeritelej uglovyh koordinat s adaptivnoj prostranstvennoj kompensaciej pomeh // Antenny. 2010. № 6. S. 71–76. (in Russ.)
8. Chizhov A.A. Sverhrazreshenie radiolokacionnyh celej pri vozdejstvii aktivnyh shumovyh pomeh po osnovnomu i blizhnim bokovym lepestkam diagrammy napravlenosti antennoy RLS // Informacionno-upravljajushhie sistemy. № 1. 2016. S. 88–92. (in Russ.)
9. Repin V.G., Tartakovskij G.P. Statisticheskij sintez pri apriornoj neopredelennosti i adaptacija informacionnyh sistem. M.: Sov. radio. 1977. 432 s. (in Russ.)
10. Tihonov V.I. Statisticheskaja radiotekhnika. M.: Sov. radio, 1966. 680 s. (in Russ.)

#### **Сведения об авторах**

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

Ву Тхань Ха, аспирант 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: kozlov@bsuir.by  
Козлов Сергей Вячеславович

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

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

Vu Thanh Ha, PG student of information radioengineering department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

#### **Address for correspondence**

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

УДК 004.023

## МЕТОДИКА РАСЧЕТА ТРАЕКТОРИЙ ПОЛЕТА БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ДЛЯ НАБЛЮДЕНИЯ ЗА МЕСТНОСТЬЮ

А.В. МАРКОВ, В.И. СИМАНЬКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 19 октября 2018*

**Аннотация.** В статье приведен алгоритм решения задачи построения траектории полета беспилотных летательных аппаратов для наблюдения за статическими целями. Алгоритм обеспечивает близкий к минимальному путь и учитывает ограничение на минимальный радиус поворота.

*Ключевые слова:* задача коммивояжера, путь Дубинса, беспилотный летательный аппарат.

**Abstract.** We describe an algorithm building UAV flight path for static targets surveillance. The algorithm provides a sub minimal path and takes into consideration limitation by the maximum turning radius.

*Keywords:* travelling salesman problem, Dubins path, unmanned aerial vehicle.

**Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 57-63**

**Algorithm of building UAV flight trajectories for static target surveillance**

**A.V. Markov, V.I. Simankov**

### Введение

При построении маршрутов беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) нужно учитывать их динамику. Это особенно важно для аппаратов с неподвижным крылом, так как они имеют больший радиус разворота и инерционность по сравнению с винтокрылыми аппаратами. Если маршрут построен без учета этих ограничений, он может оказаться невыполнимым или непрактичным. Кроме того, траектория полета должна быть такой, чтобы экономить ресурсы и время. С учетом этих требований задача формулируется так: построить минимальный путь с ограничением на максимальную кривизну траектории. В 1957 году Лестер Эли Дубинс показал, используя геометрические выкладки, что любой такой путь будет состоять из круговых дуг максимальной кривизны и отрезков прямых [1]. Тот же результат был позднее продемонстрирован с использованием принципа максимума Понтрягина [2]. Одним из применений кривых Дубинса стала адаптация решения задачи коммивояжера с окрестностями к характеристикам конкретного аппарата. Комплексная проблема получила название «задача коммивояжера с окрестностями Дубинса» [3]. Выбор метода решения во многом зависит от вида окрестностей. В случае произвольной формы можно применить сеточные методы [4]. Непрерывные окрестности заменяются дискретными сетками. Решение может принять значение одного из узлов сети. Также можно применить глобальные методы оптимизации либо пошаговые «жадные» алгоритмы. Если окрестности являются окружностями, эллипсами или многоугольниками, можно применить геометрические эвристические методы.

В данной статье предлагается методика построения траектории полета БПЛА для автономного отслеживания группы наземных статических целей. Допустим, что БПЛА оснащены датчиками с областью видимости в виде окружности. Исходя из этого, область видимости объекта также является окружностью.

## Описание алгоритма

Если не учитывать поле зрения датчика БПЛА, то задача планирования полета решается как задача коммивояжера. В этом случае БПЛА должен пролетать непосредственно над объектом наблюдения, что в общем случае приводит к увеличению пути и, возможно, к невыполнению задания. То есть, участки маршрута слишком малы для маневрирования аппарата, обладающего определенной динамикой.

Исходя из этих соображений, предлагается следующий алгоритм.

Шаг 1: Решение классической задачи коммивояжера.

Шаг 2: Решение задачи коммивояжера с окрестностями.

Шаг 3: Решение задачи построения пути Дубинса.

Рассмотрим каждый из этих шагов более подробно.

*Решение классической задачи коммивояжера.* Одним из эффективных и широко применимых методов решения этой задачи является алгоритм Лин-Кернигана. Основой метода являются перестановки, называемые  $n$ -opt ходами, где  $n$  – количество участвующих в перестановке связей. Состояние перестановки, обеспечивающее меньший путь, фиксируется. Затем происходит переход к следующему набору связей [4].

Существуют готовые к использованию решения в свободном доступе, например [5]. Данный вариант использовался при тестировании разработанного алгоритма.

*Решение задачи коммивояжера с окрестностями.* Задача коммивояжера с окрестностями имеет сложность  $NP$ -Hard. Точные методы решения таких задач требуют много времени и вычислительных ресурсов.

Широкое распространение получили эвристические алгоритмы, которые не обеспечивают оптимального решения, но дают некоторое близкое к нему. В то же время они имеют меньшую вычислительную стоимость по сравнению с точными методами. «Жадные» методы являются итерационными и также не обеспечивают оптимального решения в глобальном смысле, но являются оптимальными на каждом шаге. Это снижает вычислительную стоимость, так как размерность задачи влияет на время вычисления. Вид окрестности может быть различным. Наиболее часто рассматриваются окрестности в виде многоугольников или окружностей [7].

В [6] предложено решение задачи коммивояжера с окрестностями в виде окружностей с применением модификации алгоритма Вельцля. Предварительно решается задача коммивояжера, затем результат используется как исходные данные задачи с окрестностями. Алгоритм Вельцля вычисляет наименьшую окружность, содержащую заданное множество точек на плоскости за линейное время. Решением является радиус и центр диска.

Предлагаемый здесь метод также использует решение задачи коммивояжера и схож с [6]. Сходство заключается в том, что окрестности имеют вид окружности и для выбора точек маршрута используются геометрические преобразования. Отличие состоит в том, какие точки на каждом шаге рассматриваются в качестве кандидатов на оптимальное локальное решение и правила выбора одной из этих точек.

Алгоритм имеет три операции, каждая из которых выполняется пошагово для всех точек маршрута.

1. Оптимизация с учетом поля зрения. Выделены шесть случаев взаимного расположения точек:

$$\text{а) } (\angle ACB \geq \pi/2) \ \& \ (AB > r) \ \& \ (BC > 2r) \Rightarrow p_i = E;$$

$$\text{б) } (\angle CAB \geq \pi/2) \ \& \ (AB > r) \ \& \ (BC > 2r) \Rightarrow p_i = E;$$

$$\text{в) } (AB > r) \ \& \ (BD \leq r) \ \& \ (BC > 2r) \Rightarrow p_i = E;$$

$$\text{г) } (\angle ABC > \pi/2) \ \& \ (AB > r) \ \& \ (BD > r) \ \& \ (BC > 2r) \Rightarrow p_i = E;$$

$$\text{д) } AB \leq r \Rightarrow p_i = A;$$

$$\text{е) } (AB > r) \ \& \ (BC \leq 2r) \Rightarrow p_i = E_j,$$

$$j \rightarrow \min(AE_j + E_j D) \mid AE_j D \cap O(C, r) \ \& \ AE_j D \cap O(B, r).$$



Перечисленные случаи изображены на рис. 1. На каждой итерации проверяются признаки одного из пяти случаев и согласно соответствующим правилам выбирается следующая точка маршрута.

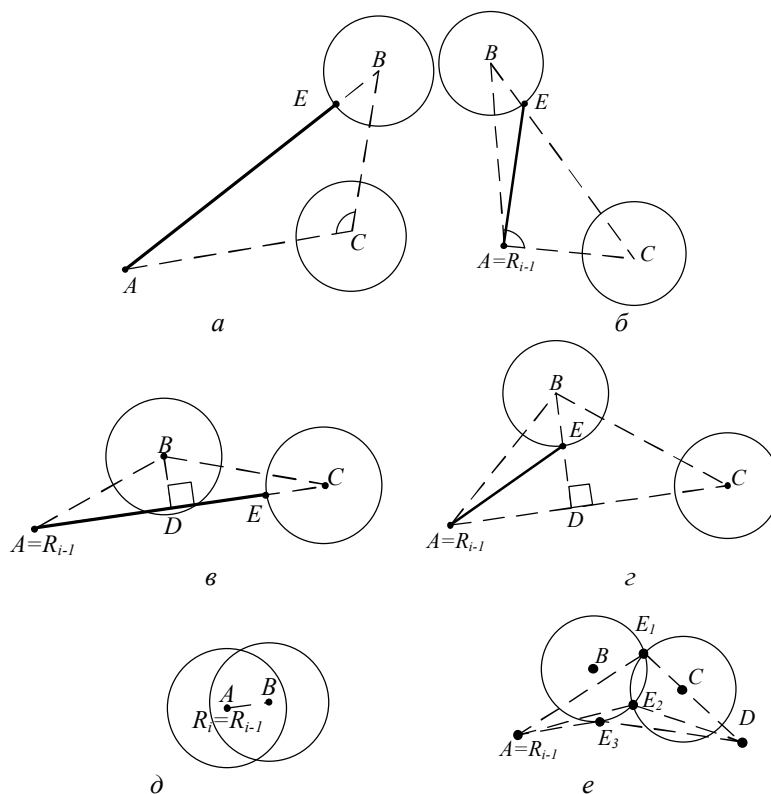


Рис. 1. Типовые случаи взаимного расположения центров окрестностей:  $a - (ACB \geq \pi/2) \& (AB > r) \& (BC > 2r) \Rightarrow p_i = E$ ,  $б - (CAB \geq \pi/2) \& (AB > r) \& (BC > 2r) \Rightarrow p_i = E$ ,  
 $в - (AB > r) \& (BD \leq r) \& (BC > 2r) \Rightarrow p_i = E$ ,  $г - (ABC > \pi/2) \& (AB > r) \& (BD > r) \& (BC > 2r) \Rightarrow p_i = E$ ,  
 $д - AB \leq r \Rightarrow p_i = A$ ,  $e - (AB > r) \& (BC \leq 2r) \Rightarrow p_i = E_j, j \rightarrow \min(AE_j + E_jD) \mid AE_jD \cap O(C,r) \& AE_jD \cap O(B,r)$

2. Поглощение. Происходит удаление точек, имеющих одинаковые или меньшие наборы посещаемых областей. Следует заметить, что эта операция проводится после первой, имея на входе точки оптимизированного решения задачи коммивояжера для центров окрестностей. Поэтому точки  $A, B, C$  на рис. 2 расположены не по центрам окружностей.

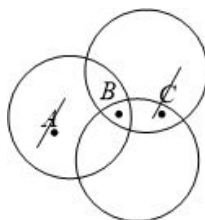


Рис. 2. Поглощение окрестностей в одну. Срезание углов. Удаляется средняя точка из трех при возможности. Из маршрута пошагово выполняются попытки исключения точек. Рассмотрим порядок выполнения одного шага. Обозначим исключаемую точку  $B$ , рис. 3. Предыдущую и следующую точки обозначим  $A$  и  $C$  соответственно. Устанавливаются окрестности  $O$ , через которые проходит часть маршрута  $ABC$ . Точка  $B$  исключается из маршрута, и проверяется, посещаются ли окрестности  $O$  маршрутом  $P-\{B\}$ . Для этого выполняется проверка пересечения каждой окружности из множества  $O$  отрезками, образованными соседними точками из множества  $P-\{B\}$ . Если все окружности пересекаются хотя бы одним отрезком, то точка  $B$  исключается из маршрута.

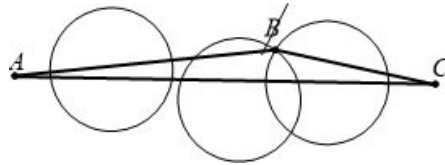


Рис. 3. Срезание углов

Результатом выполнения данных операций является маршрут меньшей длины и с меньшим либо равным количеством точек по сравнению с исходным маршрутом, проходящим через центры окрестностей.

Сравним разработанный метод и метод из [6]. Для этого взяты исходные условия, приближенные к варианту из [6]. Выполнены операции 1–3 вышеописанного алгоритма. Результат приведен на рис. 4, а.

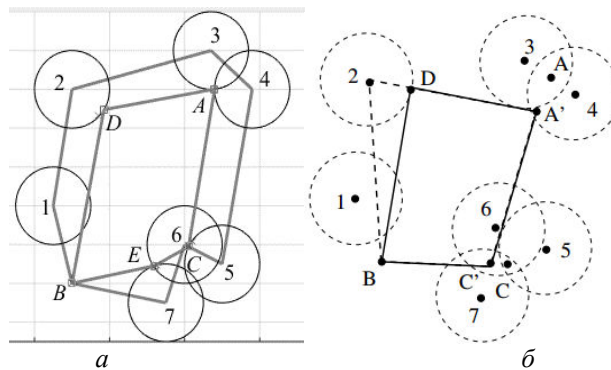


Рис. 4. Сравнение разработанного метода и основанного на алгоритме Вельця:  
а – разработанный метод; б – основанный на алгоритме Вельця

Для удобства сравнения результат решения модифицированным алгоритмом Вельця представлен на рис. 4, б. Разработанный метод обеспечил решение, меньшее по длине за счет смещения точек  $D$  и  $C$ . Количество точек решения больше, так как добавлена точка  $E$ . Принимая во внимание сферу применения алгоритма решения задачи, длина маршрута важнее, чем количество его точек.

*Решение задачи построения пути Дубинса.* Путь Дубинса это кратчайшая кривая, которая соединяет две точки в двумерной евклидовой плоскости с ограничением на кривизну пути и с заданными начальными и конечными касательными к пути, с условием, что транспортное средство может двигаться только вперед [3]. Решение данной задачи использует результат, полученный на предыдущем шаге. Цель – учет ограничений динамики БПЛА.

Для расчета пути Дубинса необходимо иметь точки маршрута, допустимый радиус поворота аппарата и также курс пролета БПЛА через точку маршрута. Точки маршрута получены на шаге решения задачи коммивояжера с окрестностями. Радиус поворота зависит от скорости движения аппарата и его динамических ограничений. Для упрощения примем скорость аппарата постоянной, тогда радиус поворота будет одинаковым.

Направление захода на цель рассчитывается для каждой точки маршрута. Исходными данными для расчета пути Дубинса будут точки маршрута и соответствующий им курс.

Пусть  $n$  – количество точек маршрута,  $P \in \square^{n \times 2}$  – маршрут в двумерном пространстве, состоящий из точек  $p_i, i \in [1, n]$   $p_{i,1} \equiv x_i, p_{i,2} \equiv y_i$ .  $H \in \square^{n \times 1}$  – множество соответствующих значений курса, состоящее из элементов  $h_i, i \in [1, n]$ .

Н может быть задано, если есть требования по курсу захода на каждую точку маршрута. Если таких данных нет, то расчет производится исходя из соображений минимального пути: чтобы БПЛА совершил меньшее количество маневров и их длительность была как можно меньше. В этом случае предлагается следующий расчет курсов:

$$\forall h_0; h_i = \varphi_i, i \in [1, n];$$

$$d_i = p_i - p_{i-1}, dx_i = d_{i,1}, dy_i = d_{i,2}; \varphi_i = \begin{cases} \arctan \frac{dy_i}{dx_i}, dx_i > 0, \\ \frac{\pi}{2} - \arctan \frac{dy_i}{dx_i}, dy_i > 0, \\ -\frac{\pi}{2} - \arctan \frac{dy_i}{dx_i}, dy_i < 0, \\ \arctan \frac{dy_i}{dx_i} \pm \pi, dx_i < 0, \end{cases}$$

где  $d_i$  – вектор движения от точки  $p_{i-1}$  к точке  $p_i$ ;  $dx_i, dy_i$  – проекции  $d_i$  на оси  $x$  и  $y$  соответственно;  $\varphi_i$  – новое значение курса.

Здесь  $h_0$  может быть любым, принимается равным исходному курсу БПЛА на начальной позиции. Кусочно-заданный вид формулы  $\varphi_i$  объясняется необходимостью устранения многозначности функции  $\arctan$  на интервале  $[-\pi, \pi]$ . Во многих языках программирования существует функция  $\text{atan2}(y, x)$ , которая имеет область значений  $[-\pi, \pi]$ . Рекомендуется использовать именно ее. Расчет кривых Дубинса производился с использованием методики, описанной в [3]. Произведем расчет пути Дубинса для условий, изображенных на рис. 5.

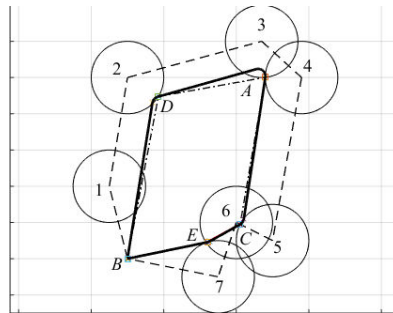


Рис. 5. Траектория полета БПЛА с учетом радиуса поворота

На рис. 6 штриховой линией обозначено решение задачи коммивояжера для центров окрестностей, ее оптимизация – штрихпунктирной, а траектория полета, построенная с учетом радиуса поворота БПЛА – сплошной. Траектория полета близка к кратчайшему маршруту и содержит минимальное необходимое количество маневров для БПЛА с ограниченным радиусом поворота. В исходном маршруте могут быть участки меньше диаметра поворота БПЛА. В этом случае придется выполнить дополнительный маневр, чтобы зайти на точку маршрута с заданного курса. Чтобы продемонстрировать это, увеличен радиус поворота БПЛА и произведен расчет траектории. На рис. 6, *a* показан дополнительный маневр.

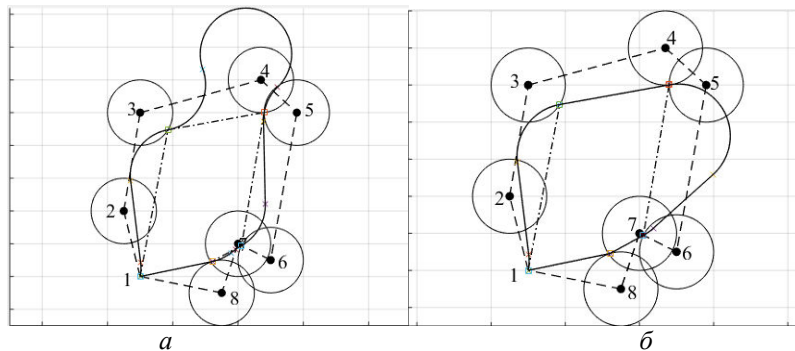


Рис. 6. Влияние ограничения минимальной длины участка маршрута, приводящего к изменению курса: *a* – дополнительный маневр для захода на заданный курс, *б* – с ограничением  $\|d_i\| \geq k \cdot r$

Чтобы исправить эту ситуацию, предлагается проверка на минимальную длину участка маршрута. Для участков маршрута, меньших диаметра поворота БПЛА, курс остается равным предыдущему значению.

$$\forall h_0; h_i = \begin{cases} h_{i-1}, \|d_i\| < k \cdot r \cup \|d_i\| \equiv 0 \\ \varphi_i, \|d_i\| \geq k \cdot r \end{cases}, i \in [1, n], k \in (2, 3],$$

где  $k$  – подстраиваемый параметр;  $r$  – допустимый радиус поворота БПЛА.

Однако следует учитывать, что несколько участков с  $\|d_i\| < k \cdot r$  подряд приведут к фиксации курса. В случае, если это оказывает негативное влияние на вид траектории, рекомендуется исключить это ограничение. Алгоритм способен работать при многократном наложении областей видимости объектов наблюдения, как показано на рис. 7.

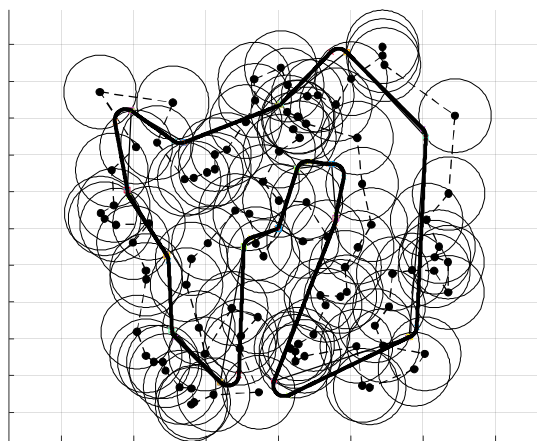


Рис. 7. Результат расчета для областей видимости объектов наблюдения с многократным перекрытием

Как видно из рис. 7, все области пересекаются траекторией полета при пути, близком к минимальному.

### Выводы

Алгоритм обеспечивает сокращение суммарного пути по сравнению с маршрутом, проходящим непосредственно над объектами наблюдения через центры областей видимости. Траектория полета учитывает ограничения на минимальный радиус разворота летательного аппарата. Алгоритм обеспечивает меньший путь по сравнению с [6], в котором используется алгоритм Вельдця.

### Список литературы / References

1. Shkel A.M., Lumelsky V. Classification of the Dubins set // Robotics and Autonomous Systems. 2001. Vol. 34. P. 179–202.
2. Dolinskaya I., Maggjar A. Time-optimal trajectories with bounded curvature in anisotropic medium // The International Journal of Robotics Research. 2012. Vol. 12-02. P. 1–48.
3. Walker A. Hard Real-Time Motion Planning for Autonomous Vehicles // PhD thesis, Swinburne University, 2011.
4. Dubins Orienteering Problem / R. Penicka [et al.] // IEEE robotics and automation letters. 2017. Vol 2, iss. 2. P. 1210–1217.
5. Helsgaun K. An Effective Implementation of the Lin-Kernighan Traveling Salesman Heuristic // European Journal of Operational Research. 2000. № 121. P. 106–130.
6. LKH Version 2.0.7 (November 2012). [Electronic resource]. URL: <http://www.akira.ruc.dk/~keld/research/LKH>. (date of access: 01.04.2017).
7. Isaacs J.T., Hespanha J.P. Dubins Traveling Salesman Problem with Neighborhoods: A Graph-Based Approach. // Algorithms. 2013. Vol. 6. P. 84–99.
8. Xu J., He L., Pan J. A Progressive Approach to Reducing Data Collection Latency in Wireless Sensor Networks with Mobile Elements // IEEE Transactions on Mobile Computing. 2013. № 12. P. 1308–1320.

### **Сведения об авторах**

Марков А.В., к.т.н., доцент, заведующий кафедрой систем управления Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Симаньков В.И., аспирант кафедры систем управления Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

### **Адрес для корреспонденции**

220013, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. Гикало, 5  
Белорусский государственный  
университет информатики и радиоэлектроники  
тел. +375-17-293-86-02;  
e-mail: markov@bsuir.by  
Марков Александр Владимирович

### **Information about the authors**

Markov A.V., PhD, associate, head of control systems department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Simankov V.I., PG student of control systems department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

### **Address for correspondence**

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, Gikalo st., 5  
Belarusian state university  
of informatics and radioelectronics  
tel. +375-17-293-86-02;  
e-mail: markov@bsuir.by  
Markau Aliaksandr Uladzimiravich

УДК 623.618

## ОБОСНОВАНИЕ КРИТЕРИЯ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИСКАЖЕННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ ИТЕРАЦИОННОГО АЛГОРИТМА В СИСТЕМАХ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ

А.Ю. ЛИПЛЯНИН, А.В. ХИЖНЯК, А.В. СЕРГЕЕНКО, Н.В. ЦАРЕНКОВ

*Военная академия Республики Беларусь, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 11 февраля 2019*

**Аннотация.** В статье проведен анализ критериев качества оценки изображений, подверженных искажениям типа «смаз» и «дефокусировка». Обоснован критерий оценки качества процесса восстановления, определяемый как степень сходства гистограммы градиентов восстановленного изображения с распределением градиентов яркости, полученным априорно.

*Ключевые слова:* качество изображения, восстановление изображений, оценка качества восстановления, критерий останова алгоритма.

**Abstract.** The analysis of quality criteria for evaluating images susceptible subjected to distortions such as «blur» and «defocusing» has been carried out. The criterion for assessing the quality of the recovery process, defined as the degree of similarity of the histogram of the gradients of the reconstructed image with the distribution of brightness gradients obtained a priori, was substantiated.

*Keywords:* image quality, image recovery, recovery quality assessment, estimate quality image, estimate quality recovery, criterion halt algorithm.

**Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 64-71**

**Substantiation of the criteria for evaluating of the quality  
of restoring distorted images for the iterative algorithm in correlation detection systems**

**A.Yu. Liplianin, A.V. Khizhniak, A.V. Sergeenko, N.V. Tsarenkov**

### Введение

Одними из факторов, значительно влияющих на качество выходного сигнала, являются искажения типа «смаз» и «дефокусировка». Методы борьбы с этими искажениями рассмотрены в [1], где показано, что итерационный алгоритм Люси-Ричардсона наиболее предпочтителен в задаче восстановления изображений с неизвестными параметрами искажающей функции. Для реализации этого алгоритма в автоматическом режиме необходимо сформулировать критерий его останова. Другими словами, алгоритм нужно остановить тогда, когда будет получено изображение требуемого качества. В то же время универсального метода или подхода к оценке качества изображений не существует ввиду очень широкого различия требований, предъявляемых к оптическим системам. Было создано множество различных способов оценки изображений для решения специфических задач, возникающих при создании систем технического зрения. Общая классификация оценок приведена в [2] и отображена на рис. 1.

Субъективные методы реализуются с участием человека. Его зрительная система пока самый надежный инструмент для оценки качества изображения. Однако оценка качества человеком – это затруднительный и медленный процесс, который предъявляет требования и к экспертам, проводящим оценку, поэтому этот подход не является ни объективным, ни универсальным.



Рис. 1. Общая классификация критериев качества изображений

Количественные критерии, в основном, используются в автоматических системах без участия человека и не коррелируют с системой человеческого восприятия. Они представляют собой совокупность математических операций с входными сигналами для получения некоторой количественной оценки.

Настоящие критерии разбиваются на абсолютные и относительные. Абсолютная мера представляет собой число, сопоставляемое любому изображению на основе анализа этого изображения. Сравнительная мера является числовым результатом сравнения двух или более изображений. Для сравнения также можно использовать абсолютные меры, вычисленные для каждого изображения по отдельности [3].

### Основная часть

Для оптических систем с корреляционным способом обнаружения качество изображения обусловлено не только отсутствием помех, вносимых сенсором, но и правильной передачей функции распределения яркости изображения объекта, присутствующего на наблюдаемой сцене. Рассмотрим наиболее распространенные критерии оценки изображений.

Наиболее часто используемые оценки качества изображений – это сравнительные меры, такие как среднеквадратическая ошибка (СКО, MSE – в зарубежных источниках) и пиковое отношение сигнал/шум (PSNR – в зарубежных источниках), показатель структурного подобия и др.

Пиковое отношение сигнал/шум представляет собой отношение пикового сигнала к среднеквадратичному уровню шума, определяемое при последовательной оценке разницы между всеми пикселями исходного и обработанного кадра (1):

$$PSNR = 10 \log \left( \frac{I_{\max}^2}{MSE} \right), \quad (1)$$

где  $I_{\max}^2$  – максимальное значение яркости, принимаемое пикселем изображения;  $MSE$  – среднеквадратическая ошибка между двумя изображениями (2):

$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (I_{1,i} - I_{2,i})^2, \quad (2)$$

где  $n$  – общее количество пикселей в изображении,  $I_{1,i}$ ,  $I_{2,i}$  – яркости пикселей зашумленного и оригинального изображения соответственно.

Методы, основанные на этих оценках, хороши для изображений, имеющих белый шум. Однако эти меры некорректно отражают структурные искажения изображения.

Еще одной распространенной мерой является мера структурного подобия. Она была предложена Вангом в работе [4] для сравнения полутоновых изображений:

$$SSIM = \left( \frac{\sigma_{XY}}{\sigma_X + \sigma_Y} \right) \left( \frac{2\bar{X}\bar{Y}}{(\bar{X})^2 + (\bar{Y})^2} \right) \left( \frac{2\sigma_X\sigma_Y}{\sigma_X + \sigma_Y} \right). \quad (3)$$

Чем выше значение меры сходства изображений, тем лучше выполнена обработка изображения. В общем случае мера сходства изображений рассчитывается в непересекающихся областях для каждого изображения отдельно, где  $\bar{X} = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N x_{ij}$ ;

$$\bar{Y} = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N y_{ij}; \quad \sigma_X^2 = \frac{1}{(M-1)(N-1)} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N (x_{ij} - \bar{X})^2; \quad \sigma_Y^2 = \frac{1}{(M-1)(N-1)} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N (y_{ij} - \bar{Y})^2;$$

$$\sigma_{XY} = \frac{1}{(M-1)(N-1)} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N (x_{ij} - \bar{X})(y_{ij} - \bar{Y});$$

$X, Y$  – сравниваемые изображения;  $M, N$  – размеры изображений.

Рассмотренные выше меры качества изображения являются общепринятыми и наиболее распространенными для оценки изображений и результатов обработки. В последнее время для совершенствования количественных сравнительных критериев оценки вводят дополнительные коэффициенты, которые ориентированы на адаптацию предложенных количественных критериев под систему зрения человека (HVS – human vision system, в зарубежных источниках). Адаптация заключается в введении набора коэффициентов, которые получены эмпирически. Введение таких поправок основано на особенностях восприятия человека, а именно система человеческого восприятия (HVS) менее чувствительна к искажениям на низких частотах, чем к искажениям в высокочастотной области. Этот подход несколько приблизил количественные оценки к субъективным, но процесс адаптации совершенствуется до сих пор. При этом говорить о качественно новых критериях для операций технического зрения не приходится ввиду того, что учет HVS является актуальным для систем отображения информации, а не ее обработки.

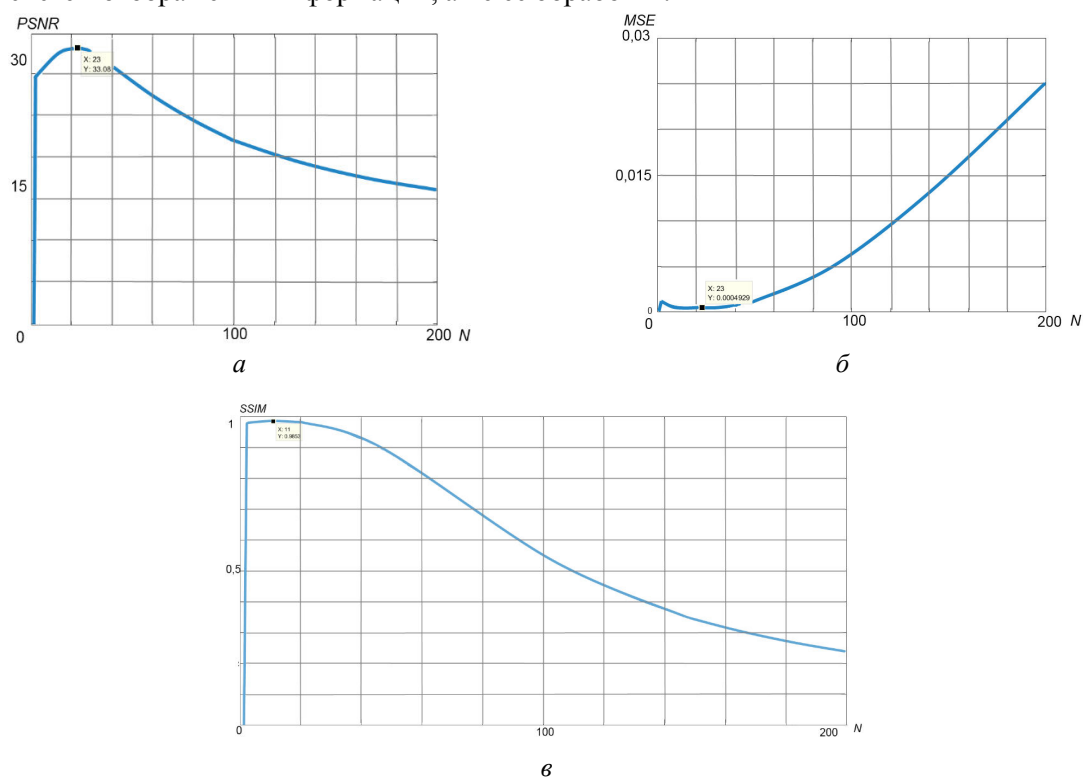


Рис. 2. Зависимость критериев оценки от количества итераций восстановления:  
 а – PSNR, б – MSE, в – SSIM

На рис. 2 представлены результаты моделирования процесса восстановления изображения с целью получения зависимости значений показателей качества: MSE, PSNR, SSIM от количества итераций.

Как можно видеть из рис. 2, максимальное значение всех трех критериев (MSE, PSNR, SSIM) достигается в области 23-й итерации, что соответствует экстремумам на графиках.



В то же время это не совсем объективно отражает процесс восстановления, что можно увидеть из рис. 3. На рис. 3, *а* представлено исходное изображение, *б* – смазанное линейным смазом (величина смаза равна 10 пикселям), на рис. 3, *в, г* – результаты восстановления через 100 и 23 итерации соответственно. То есть после 23 итераций искажение не устранено, а именно, можно увидеть, что распределение яркости объектов (вертолетов) не соответствует оригиналу, в отличие от рис. 3, *в*, где реализовано 100 итераций. Это свидетельствует о несостоятельности использования критериев оценки на основе СКО. Показатели PSNR и SSIM являются производными от СКО (формулы (1), (3)).

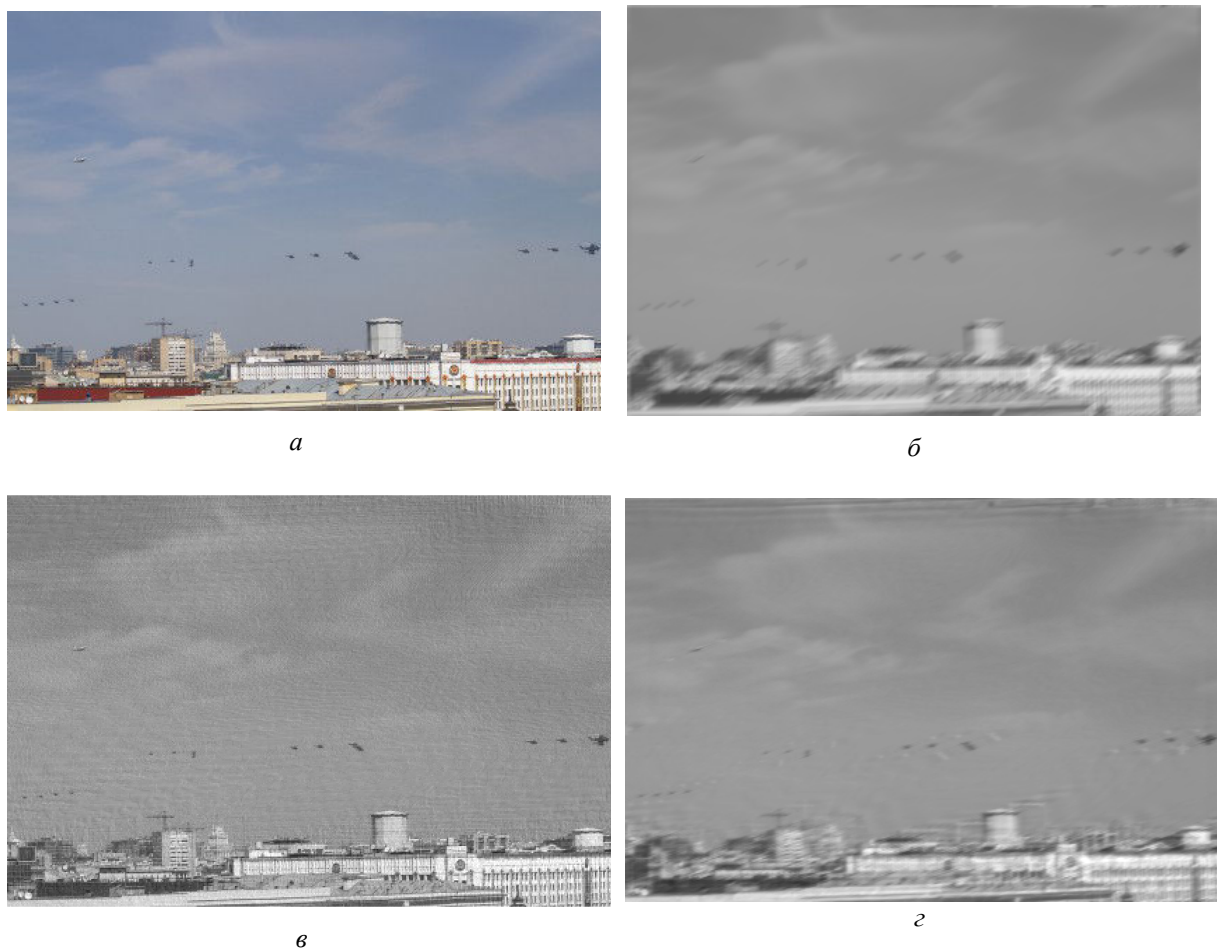


Рис. 3. Оригинальное изображение (*а*), смазанное изображение (*б*), 100 итераций восстановления (*в*), 23 итерации восстановления (*г*)

Рассмотрим следующую группу критериев. В [5] описана одна из разновидностей относительной оценки изображений, но более подходящими для задачи восстановления являются нормы разности между рассматриваемыми величинами, а именно:

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 &= \|\tilde{f} - \hat{f}\|, \\ \varepsilon_F &= \|\tilde{\mathfrak{F}} - \hat{\mathfrak{F}}\|, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $\varepsilon_f$  – норма в плоскости изображения, а  $\varepsilon_F$  – норма в частотной плоскости.

Величины норм определяются по формуле

$$\varepsilon = \iint_{\Omega} |\tilde{f}(a) - \hat{f}(a)|^r d\Omega(a), \quad (5)$$

где  $a$  – значение яркости пикселя либо для  $\varepsilon_f$ , либо для  $\varepsilon_F$ ,  $\Omega$  – область плоскости изображения или частотной плоскости, по которой проводится интегрирование,  $d\Omega(a)$  – элемент площади в этой плоскости  $f$ – представлены оба символа  $f$  и  $\mathfrak{F}$ , показатель степени положителен.

Выбор области  $\Omega$  важен с практической точки зрения. В приложениях, в которых нет точной априорной информации об изображении, удобно предположить, что область  $\Omega$  покрывает всю область плоскости изображения или частотной плоскости, в которой существенно отлично от нуля изображение, требующее восстановления. И наоборот, когда истинная форма изображения задана в ограниченной области  $\Omega_r$ , наилучшие результаты будут получены, если положить, что область  $\Omega$  совпадает с областью  $\Omega_r$ .

Аналогом нормы разности изображений, в некоторой степени, можно считать норму Минковского. Данная мера оценивает разницу между двумя изображениями  $X$  и  $Y$  [6]:

$$L_p = \left[ \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N |x_{ij} - y_{ij}|^p \right]^{1/p}, \quad (6)$$

где  $L_p$  – значение нормы Минковского. Значение  $L_p$  при сравнении идентичных изображений равно нулю [6]. Следует отметить, что норма Минковского не учитывает структурного подобия изображений. В ходе моделирования было определено, что норма в частотной плоскости не характеризует процесс восстановления изображения, так как характер зависимости (рис. 4, *a*) не показывает ни сходимости, ни расходимости процесса восстановления, а состоит из случайных флуктуаций. В свою очередь, норма в пространственной плоскости имеет вид зависимости, схожий с рассмотренным выше СКО (рис. 4, *b, в*), и, соответственно, так же несостоятельна.

Менее распространены абсолютные критерии ввиду того, что довольно сложно сопоставить в современной обработке изображение и некоторое число, его характеризующее, хотя стоит отметить, что такой способ оценки полностью характеризует изображение по выбранной характеристике, например: контрастность, яркость, резкость и др.

Одним из наиболее значимых абсолютных критериев является контраст изображения. Наиболее простой способ расчета – сравнение соседних пикселей в горизонтальном и вертикальном направлении. Он рассчитывается по формуле (7). Поскольку изображение имеет сложный характер, то это порождает необходимость при определении его контрастности выходить из контраста отдельных комбинаций элементов изображения [6]. При этом все элементы считаются равнозначными, и контраст каждой их пары вычисляется по формуле (3). Пиксели для сравнения можно выбирать различными способами. Наиболее простой способ – сравнение соседних пикселей в горизонтальном и вертикальном направлении.

$$C_{ij} = \frac{L_i - L_j}{L_i + L_j}, \quad (7)$$

где  $L_i, L_j$  – яркости элементов изображения.

Далее, применяя правило суммирования контрастов, вычисляют набор величин, которые определяют восприятие каждой пары элементов изображения. Проводя усреднение матрицы локальных контрастов, получают суммарный контраст.

На рис. 4, *г* значение контраста не меняется, т. е. он не чувствителен к структурным преобразованиям в изображении, происходящим в ходе восстановления.

Еще одним параметром, который определяет качество изображений, является резкость, она во многом определяет пригодность изображения к дальнейшей обработке. Резкость изображения – это степень размытости границы между двумя соседними участками изображения с разной оптической плотностью (яркостью) [4].

$$S_i = tga = \frac{G}{w} = \frac{I(a) - I(b)}{w}, \quad (8)$$

где  $i$  – количество краевых пикселей на изображении,  $w$  – ширина перепада,  $G$  – разница между значениями яркостей пикселей, обозначенных  $a$  и  $b$ . Также существует способ определения резкости изображения с помощью его Фурье-образа [2]:

$$\gamma_2 = \frac{\mu_4}{\mu_2^2} = \frac{\mu_4}{\sigma^4}, \quad (9)$$

где  $\mu_2$  – второй центральный момент,  $\mu_4$  – четвертый центральный момент,  $\sigma$  – стандартное отклонение.

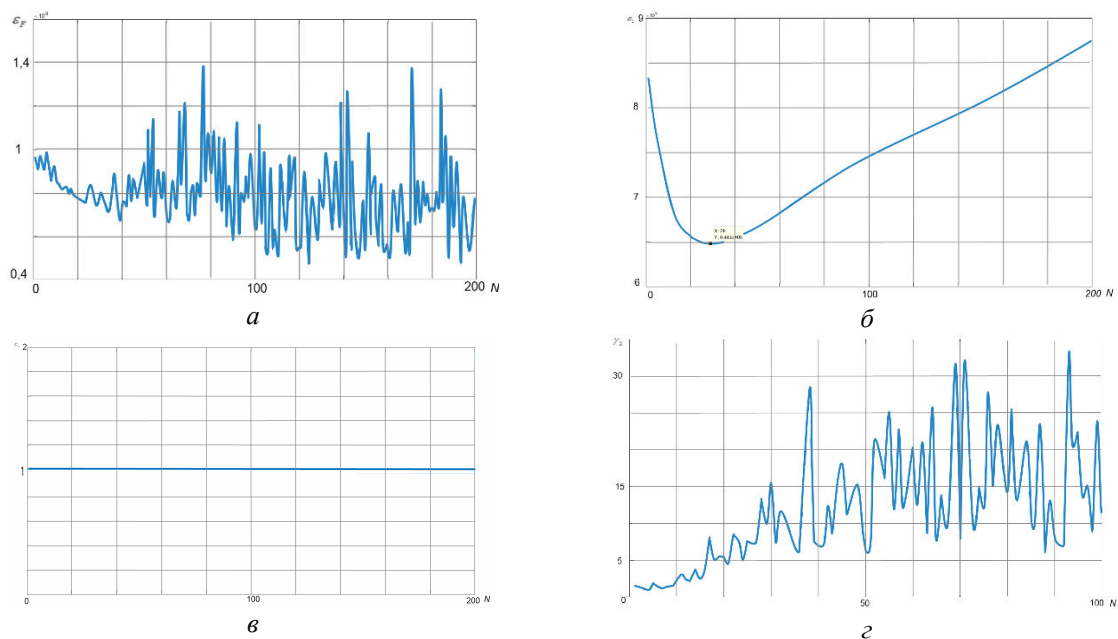


Рис. 4. Зависимость нормы ( $a$  – корреляционной поверхности,  $б$  – в частотной плоскости) и значений контраста и резкости ( $в, г$  соответственно) от количества итераций восстановления

Так как высоких пространственных частот на резком изображении больше, чем на размытом, следовательно, двумерное распределение спектра Фурье для резкого изображения будет шире. Более резкому изображению соответствует большая величина эксцесса и наоборот [2]. По мнению авторов, величина эксцесса, как искомый критерий, заслуживает внимания, так как характеризует важнейший элемент изображения – четкость границ. Однако его использование весьма проблематично ввиду изрезанности зависимости и требует доработки.

Одним из наиболее современных подходов к оценке работы алгоритмов восстановления является подход, основанный на анализе гистограммы градиентов [7]. Этот подход, предложенный американским профессором Фергусом, основан на том, что распределение яркости на градиенте изображения представляется плавно убывающими границами. Такой вид распределения обусловлен тем, что границ на изображении много меньше чем объектов, даже для кадров с высоким содержанием большого числа мелких целей. В ходе искажения изображения границы становятся менее заметными, их значения не так ярко выражены, что и вызывает изменение участка гистограммы, отвечающего за яркие пиксели, соответствующие границам на изображении. Отсюда следует, что по гистограмме градиента можно судить, насколько границы объектов на восстановленном изображении соответствуют оригинальным. На рис. 5 показана зависимость значения кросс-корреляции от количества итераций восстановления. Из графика можно увидеть, что решение по этому критерию устойчиво сводится к решению по мере возрастания количества итераций.

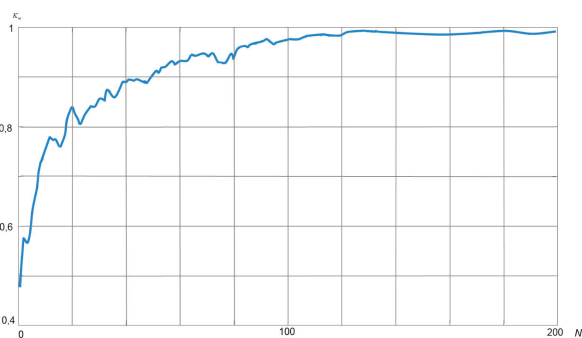


Рис. 5. Зависимость кросс-корреляции от количества итераций восстановления

## Заключение

Таким образом, в ходе проведенного анализа и по результатам моделирования можно сделать вывод о том, что наиболее подходящим критерием оценки качества процесса восстановления изображения в автоматической системе можно считать степень сходства гистограммы градиентов восстановленного изображения и полученным априорно распределением яркости градиента. При этом характеризовать степень соответствия можно через значение кросс-корреляции этих двух распределений. Зависимость изменения значения кросс-корреляции позволяет, задаваясь требуемым качеством восстановления, в автоматическом режиме определить необходимое количество итераций алгоритма для достижения искомого результата.

## Список литературы

1. Анализ методов восстановления оптико-электронных изображений, смазанных при движении / А.Ю. Липлянин [и др.] // Докл. БГУИР. 2018. № 2 (112). С. 40–46.
2. Монич Ю.И., Старовойт В.В. Оценки качества для анализа цифровых изображений // Искусственный интеллект. 2008. № 4. С. 376–386.
3. Pratt W.K. Digital Image Processing. USA: John Wiley and Sons, Inc. 1978. 807 p.
4. Wang Z., Bovik A.C., Sheikh H.R. Image quality assessment: From error visibility to structural similarity // IEEE transaction on Image Processing. 2004. Vol. 13, № 4. P. 309–312.
5. Бейтс Р., Мак-Донел М. Восстановление и реконструкция изображений. М.: Мир, 1989. 336 с.
6. Журавель И.М. Краткий курс теории обработки изображений. [Электронный ресурс]. URL: <http://matlab.exponenta.ru/imageprocess/book2/> (дата обращения: 08.02.2019).
7. Debur\_fergus [Электронный ресурс]. URL: [https://cs.nyu.edu/~fergus/papers/deblur\\_fergus.pdf](https://cs.nyu.edu/~fergus/papers/deblur_fergus.pdf) (дата обращения: 08.02.2019).

## References

1. Analiz metodov vosstanovlenija optiko-jelektronnyh izobrazhenij, smazannyh pri dvizhenii / A.Ju. Lipljanin [i dr.] // Dokl. BGUIR. 2018. № 2 (112). S. 40–46. (in Russ.)
2. Monich Ju.I., Starovojt V.V. Ocenki kachestva dlja analiza cifrovyh izobrazhenij // Iskusstvennyj intellekt. 2008. № 4. S. 376–386. (in Russ.)
3. Pratt W.K. Digital Image Processing. USA: John Wiley and Sons, Inc. 1978. 807 p.
4. Wang Z., Bovik A.C., Sheikh H.R. Image quality assessment: From error visibility to structural similarity // IEEE transaction on Image Processing. 2004. Vol. 13, № 4. P. 309–312.
5. Bejts R., Mak-Donel M. Vosstanovlenie i rekonstrukcija izobrazhenij. M.: Mir, 1989. 336 s. (in Russ.)
6. Zhuravel' I.M. Kratkij kurs teorii obrabotki izobrazhenij. [Electronic resource]. URL: <http://matlab.exponenta.ru/imageprocess/book2/> (date of access: 08.02.2019). (in Russ.)
7. Debur\_fergus [Electronic resource]. URL: [https://cs.nyu.edu/~fergus/papers/deblur\\_fergus.pdf](https://cs.nyu.edu/~fergus/papers/deblur_fergus.pdf) (date of access: 08.02.2019).

### 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.

Сергеенко А.В., командир отделения факультета связи и автоматизированных систем управления Военной академии Республики Беларусь.

### Information about the authors

Khizhniak A.V., PhD, associate 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 the department automated control system of troops of Military Academy of the Republic of Belarus.

Sergeenko A.V., squad leader of the department of signal and automated control system of Military Academy of the Republic of Belarus.

Царенков Н.В., заместитель командира взвода факультета связи и автоматизированных систем управления Военной академии Республики Беларусь.

**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  
Липлянин Антон Юрьевич

Tsarenkov N.V., deputy commander of platoon of the department signal and automated control system of Military Academy of the Republic of Belarus.

**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  
Liplianin Anton Yurievich

УДК 621.396.96

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АЛГОРИТМОВ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ВИНТОВ И СПОСОБА ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ СЛЕДОВАНИЯ ЛОПАСТЕЙ

С.Р. ГЕЙСТЕР<sup>1</sup>, Т.Т. НГУЕН<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь, Республика Беларусь

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

Поступила в редакцию 4 февраля 2019

**Аннотация.** В [1] предложены алгоритмы построения радиолокационных изображений (РЛИ) винтов летательных аппаратов, принадлежащих к классам «вертолет» и «винтовой самолет». Алгоритмы предназначены для реализации в радиолокационном датчике с обращенным синтезом апертуры антенны. Принципиальным условием качественного построения РЛИ винтов является точное измерение частот их вращения. В [2] предложен способ измерения частоты следования лопастей винта на основе свертки спектра «вторичной» модуляции отраженного сигнала винта. В данной работе рассматриваются результаты экспериментальных исследований способа измерения частоты следования лопастей винта и алгоритмов формирования РЛИ винтов типовых маловысотных летательных аппаратов (вертолетов и винтовых самолетов).

**Ключевые слова:** частота вращения, частота следования лопастей, несущий винт, рулевой винт, тянущий винт, вертолет, винтовой самолет.

**Abstract.** The radar image construction algorithms for propellers of aerial vehicles belonging to the classes «helicopter» and «propeller-driven aircraft» were proposed in [1]. The algorithms are designed to be implemented in a radar sensor with inverse synthesis of antenna aperture. The fundamental condition for the qualitative construction of radar images of the propellers is accurate measurement of their rotation frequency. The measurement method for the repetition frequency of the propeller blades on the base of the convolution of the spectrum of the «secondary» modulation of the signal reflected from propeller was proposed in [2]. This paper discusses the results of experimental studies of the measurement method for repetition frequency of the propeller blades and of the radar images construction algorithms of propellers of typical low-altitude aircraft (helicopters and propeller-driven aircrafts).

**Keywords:** rotational frequency, blade repetition frequency, main rotor, tail rotor, aircraft propeller, helicopter, propeller-driven fixed-wing aircraft.

**Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 72-78**

**Experimental studies of radar image construction algorithms  
for propellers and measurement method for repetition frequencies of the blades**

**S.R. Heister, T.T. Nguyen**

### Введение

В [1] предложены алгоритмы формирования РЛИ горизонтальных и вертикальных винтов маловысотных летательных аппаратов на основе обращенного синтеза апертуры антенны (ОСАА) при монохроматическом зондирующем сигнале (МХЗС). Разработка подобных по назначению алгоритмов проводилась учеными за рубежом [3, 4]. Однако в [3, 4] не рассмотрена задача формирования РЛИ вертикальных винтов (рулевых винтов (РВ) одновинтовых вертолетов и тянущих винтов (ТВ) винтовых самолетов) на фоне отражений

от корпуса. Кроме того, определение частоты следования лопастей винта в [3, 4] основано на автокорреляционной функции отраженного сигнала (ОС) винта, что влечет за собой осложнения, связанные с влиянием сигнала, отраженного от корпуса летательного аппарата (ЛА), который совершает маневрирование или полет с быстрым изменением ракурса относительно радиолокатора. В [1, 2] эти проблемные вопросы решены. Кроме того, использование МХЗС [1] при ОСАА позволяет более эффективно бороться с мешающими отражениями (МО) при работе по маловысотным объектам, уменьшить габариты и снизить стоимость разрабатываемого радиолокационного датчика (РЛД). По полученным РЛИ винтов ЛА можно определить число лопастей и ориентацию винтов. Разработанный способ [2] измерения частоты следования лопастей винта на основе свертки спектра «вторичной» модуляции (ССВМ) ОС наряду с выполнением основной функции устраняет негативное влияние на измерение быстрого изменения радиальной скорости ЛА.

### Условия проведения экспериментальных исследований

В состав экспериментального исследовательского комплекса (ЭИК) входили приемопередающий модуль, звуковая карта преобразования сигнала в цифровой вид и ноутбук, выполнивший роль регистратора. Зондирующий сигнал монохроматический с несущей частотой  $f_0 = 24$  ГГц. Ширина диаграммы направленности антенны (ДНА) ЭИК 12 град в обеих плоскостях. Высота установки фазового центра антенны относительно уровня земли 1,55 м. Принятый сигнал на входе звуковой карты представлялся двумя квадратурными составляющими на видеочастоте, которые преобразовывались в цифровой вид с частотой дискретизации  $f_d = 96$  кГц и числом разрядов 24.

Схема эксперимента для самолета Ан-2МС, имеющего пятилопастной ТВ, представлена на рис. 1. При проведении эксперимента самолет двигался по взлетно-посадочной полосе (ВПП) на приближение к РЛД, причем дальность до самолета изменялась от 600 до 40 м. Схема эксперимента для вертолета Ми-2, имеющего трехлопастной НВ и двухлопастной РВ, представлена на рис. 2. В начальный момент вертолет Ми-2 зависал, затем удалялся от РЛД на высоте примерно 7 м по прямой линии. Начальная дальность до вертолета составляла 40 м.

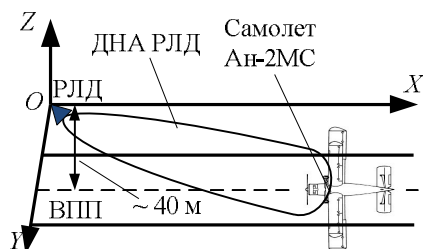


Рис. 1. Схема эксперимента для самолета Ан-2МС (вид сверху)

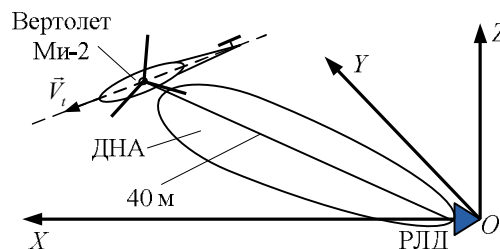


Рис. 2. Схема эксперимента для вертолета Ми-2 (вид сверху)

### Результаты экспериментальных исследований способа измерения частоты следования лопастей винта

На рис. 3 представлены квадраты модулей правой (для приближающихся лопастей (ПЛ)) и левой (для удаляющихся лопастей (УЛ)) частей спектра  $G_{PL\_NV}(f)$  сигнала от НВ зависшего вертолета Ми-2 и спектра  $G_{PL\_TV}(f)$  сигнала от ТВ медленно движущегося самолета Ан-2МС по ВПП. Время формирования спектров  $T_a = 1,365$  с. Результаты определения фаз свертки соседних спектральных составляющих «вторичной модуляции» правой и левой частей спектров сигналов НВ и ТВ представлены в табл. 1–4.

Анализ фаз свертки соседних составляющих в левой и в правой частях спектров ОС НВ вертолета и ТВ самолета при наличии шумов показывает следующее: разности фаз между соседними спектральными составляющими в каждой (правой или левой) части спектра ОС НВ (ОС ТВ) практически одинаковы, а фазы свертки в левой  $\xi_{-n} \xi_{-(n+1)}^*$  и в правой  $\xi_{n+1} \xi_n^*$  частях

спектра ОС НВ (ОС ТВ), у которых количество лопастей нечетное, отличаются примерно на  $180^\circ$ . Это соответствует результатам моделирования, приведенным в [2].

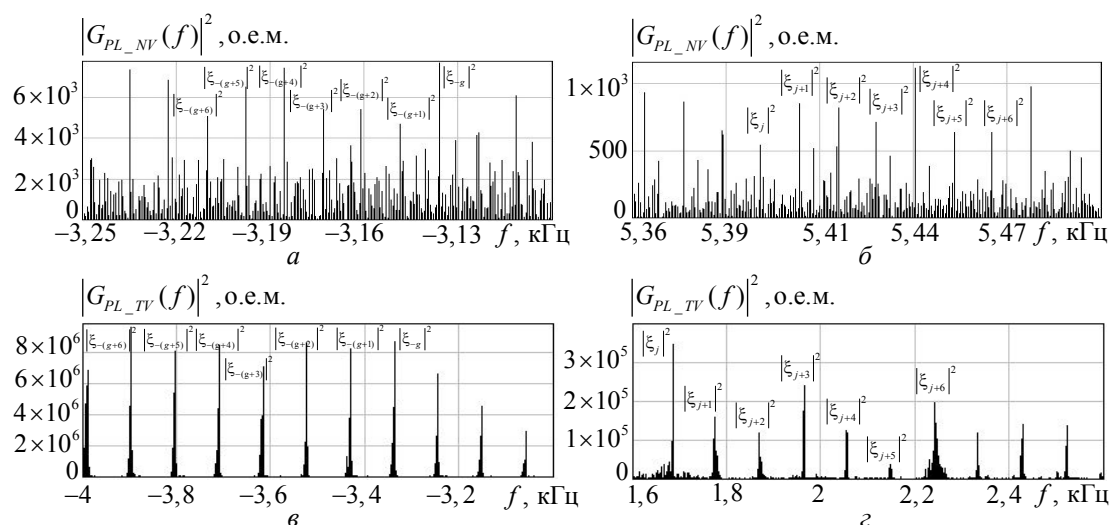


Рис. 3. Спектры сигналов от УЛ (а) и ПЛ (б) несущего винта зависшего вертолета Ми-2, спектры сигналов от УЛ (в) и ПЛ (г) тянущего винта самолета Ан-2МС

Таблица 1. Фазы сверток соседних составляющих в левой части спектра ОС НВ вертолета Ми-2

Свертка	$\xi_{-g} \xi_{-(g+1)}^*$	$\xi_{-(g+1)} \xi_{-(g+2)}^*$	$\xi_{-(g+2)} \xi_{-(g+3)}^*$	$\xi_{-(g+3)} \xi_{-(g+4)}^*$	$\xi_{-(g+4)} \xi_{-(g+5)}^*$	$\xi_{-(g+5)} \xi_{-(g+6)}^*$
Фаза, град	-126,302	-114,524	-127,902	-120,984	-124,002	-122,368

Таблица 2. Фазы сверток соседних составляющих в правой части спектра ОС НВ вертолета Ми-2

Свертка	$\xi_{j+1} \xi_j^*$	$\xi_{j+2} \xi_{j+1}^*$	$\xi_{j+3} \xi_{j+2}^*$	$\xi_{j+4} \xi_{j+3}^*$	$\xi_{j+5} \xi_{j+4}^*$	$\xi_{j+6} \xi_{j+5}^*$
Фаза, град	88,145	75,749	73,343	82,792	89,44	76,411

Таблица 3. Фазы сверток соседних составляющих в левой части спектра ОС ТВ самолета Ан-2МС

Свертка	$\xi_{-g} \xi_{-(g+1)}^*$	$\xi_{-(g+1)} \xi_{-(g+2)}^*$	$\xi_{-(g+2)} \xi_{-(g+3)}^*$	$\xi_{-(g+3)} \xi_{-(g+4)}^*$	$\xi_{-(g+4)} \xi_{-(g+5)}^*$	$\xi_{-(g+5)} \xi_{-(g+6)}^*$
Фаза, град	97,54	113,62	96,35	75,63	100,76	134,39

Таблица 4. Фазы сверток соседних составляющих в правой части спектра ОС ТВ самолета Ан-2МС

Свертка	$\xi_{j+1} \xi_j^*$	$\xi_{j+2} \xi_{j+1}^*$	$\xi_{j+3} \xi_{j+2}^*$	$\xi_{j+4} \xi_{j+3}^*$	$\xi_{j+5} \xi_{j+4}^*$	$\xi_{j+6} \xi_{j+5}^*$
Фаза, град	-85,52	-91,5	-84,23	-104,99	-105,95	-112,65

Результаты измерения частот следования лопастей НВ и РВ для вертолета Ми-2. На рис. 4 представлен квадрат модуля спектра  $G_p(f)$  принятого сигнала  $U_p(t)$ , преобразованного на видеочастоту. Время формирования спектра  $T_a = 2,73$  с.

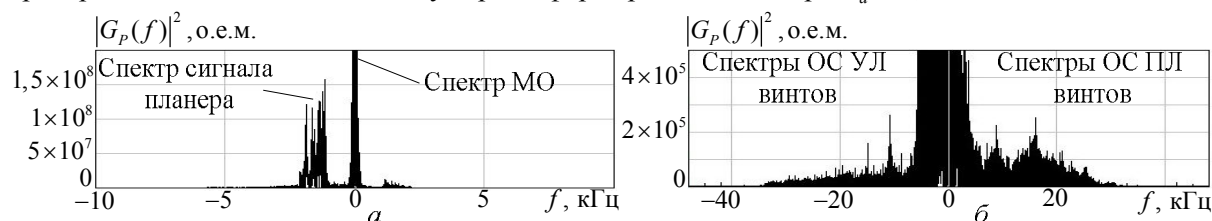


Рис. 4. Спектр принятого сигнала

Спектр принятого сигнала (рис. 4) содержит локализованный по частоте спектр мощных МО, а также размывающиеся из-за быстрого изменения частоты Доплера, обусловленного изменением ракурса наблюдения, спектры сигналов планера (рис. 4, а), УЛ и ПЛ несущего и рулевого винтов (рис. 4, б). Далее при исследовании способа, изложенного в [2], обработке подвергался преобразованный принятый сигнал, из которого были удалены ОС корпуса и МО. Время когерентного накопления  $T_a = 2,73$  с. Границы анализируемого диапазона частот следования лопастей для НВ приняты равными



$F_{L\_NV\_min} = 9\text{Гц}$  и  $F_{L\_NV\_max} = 20\text{Гц}$ , а для РВ –  $F_{L\_RV\_min} = 40\text{Гц}$  и  $F_{L\_RV\_max} = 80\text{Гц}$ . Шаг изменения частоты в каналах обработки [2] принят равным  $\Delta F = 0,01\text{Гц}$ .

На рис. 5 представлены зависимости квадратов модулей комплексных амплитуд выходных сигналов  $|Z_{II\_PL\_NV}(F_{L\_NV\_izm})|^2$  и  $|Z_{II\_UL\_NV}(F_{L\_NV\_izm})|^2$  многоканальных устройств [2] свертки спектра «вторичной модуляции» (МКУ ССВМ) для НВ от анализируемой частоты. На рис. 6 представлены зависимости  $|Z_{II\_PL\_RV}(F_{L\_RV\_izm})|^2$  и  $|Z_{II\_UL\_RV}(F_{L\_RV\_izm})|^2$  МКУ ССВМ для РВ от анализируемой частоты, причем обработке подвергался сигнал, из которого дополнительно был удален сигнал от НВ. Для уменьшения уровней боковых лепестков каналов МКУ ССВМ было использовано весовое окно Хеммига.

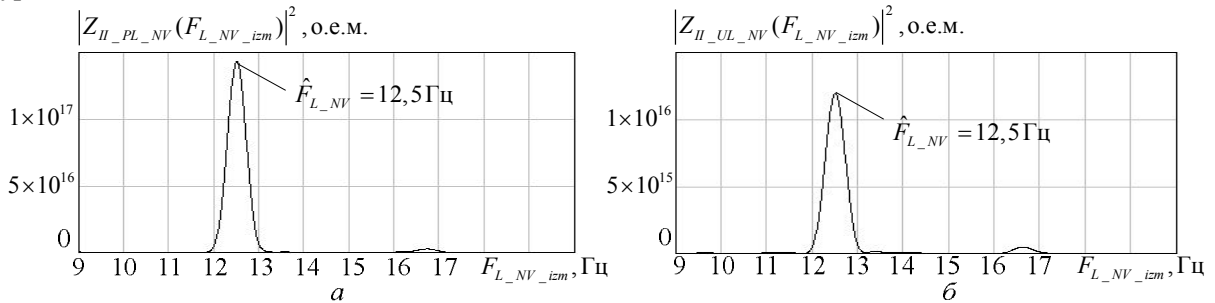


Рис. 5. Зависимости квадратов модулей выходных свертки МКУ ССВМ от измеряемой частоты: а – для ОС ПЛ НВ, б – для ОС УЛ НВ

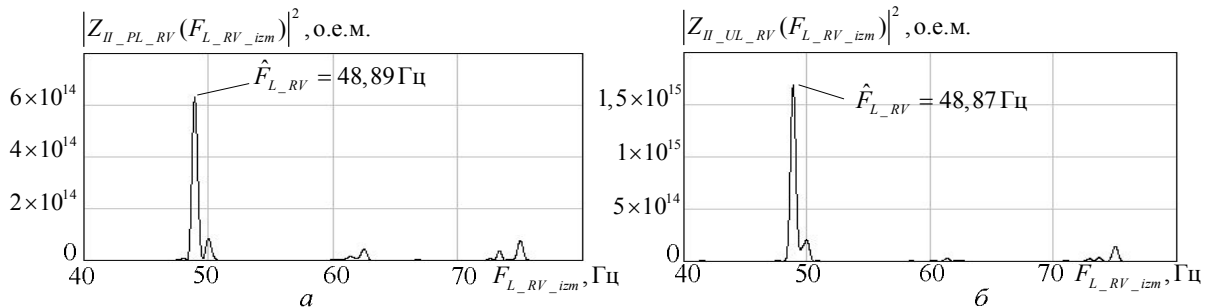


Рис. 6. Зависимости квадратов модулей выходных свертки МКУ ССВМ от измеряемой частоты: а – для ОС ПЛ РВ, б – для ОС УЛ РВ

Исходя из рис. 5, 6, оценка частоты следования лепестков НВ составляет  $\hat{F}_{L\_NV} = 12,5\text{Гц}$ , а оценка частоты следования лепестков РВ –  $\hat{F}_{L\_RV} = 48,87\text{Гц}$ . Модуль разности фаз между свертками  $Z_{II\_PL\_NV}(\hat{F}_{L\_NV})$  и  $Z_{II\_UL\_NV}(\hat{F}_{L\_NV})$  составляет  $|\Delta\varphi_{Z\_NV}| = 217,95^\circ$  и, следовательно, НВ имеет нечетное число лепестков. Число лепестков РВ является четным, так как модуль разности фаз между свертками  $Z_{II\_PL\_RV}(\hat{F}_{L\_RV})$  и  $Z_{II\_UL\_RV}(\hat{F}_{L\_RV})$  составляет  $|\Delta\varphi_{Z\_RV}| = 0,837^\circ$ .

Результаты измерения частот следования лепестков ТВ для самолета Ан2-МС. На рис. 7 представлены спектр принятого сигнала с момента  $t_0 = 50\text{с}$  и временная реализация сигнала ТВ  $U_{PL\_TV}(t)$ , полученная после удаления из принятого сигнала составляющих ОС планера и МО. На рис. 8 представлены зависимости  $|Z_{II\_PL\_TV}(F_{L\_TV\_izm})|^2$  и  $|Z_{II\_UL\_TV}(F_{L\_TV\_izm})|^2$  МКУ ССВМ для ТВ от анализируемой частоты. Границы анализируемого диапазона частот следования лепестков для ТВ приняты равными  $F_{L\_TV\_min} = 40\text{Гц}$  и  $F_{L\_TV\_max} = 150\text{Гц}$ . Шаг изменения частоты  $\Delta F = 0,01\text{Гц}$ .

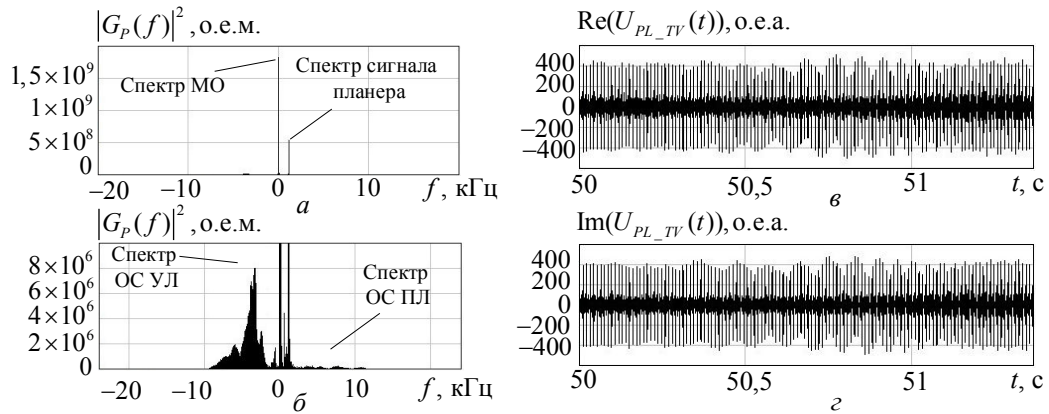


Рис. 7. Спектр принятого сигнала (а, б) и временная реализация сигнала ТВ (в, г)

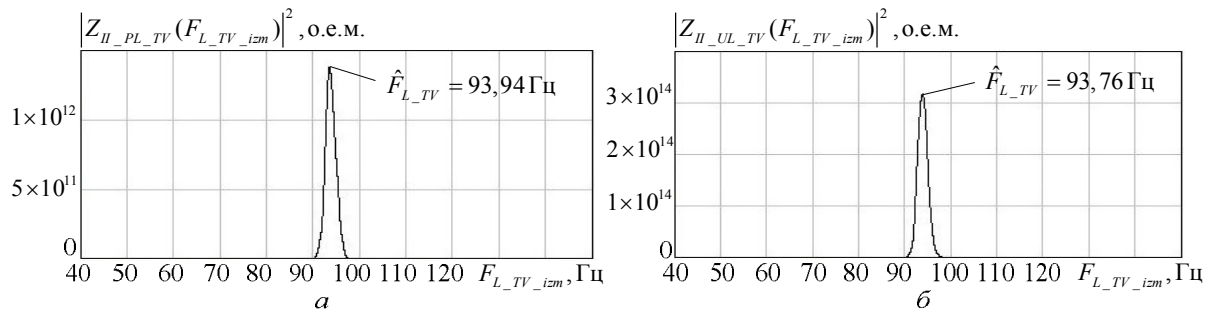


Рис. 8. Зависимости квадратов модулей выходных сверток МКУ ССВМ от измеряемой частоты, а – для ОС ПЛ ТВ, б – для ОС УЛ ТВ

Исходя из рис. 8, оценка частоты следования лопастей ТВ составляет  $\hat{F}_{L\_TV} = 93,76 \text{ Гц}$ . Модуль разности фаз между свертками  $Z_{II\_PL\_TV}(\hat{F}_{L\_TV})$  и  $Z_{II\_UL\_TV}(\hat{F}_{L\_TV})$  составляет  $|\Delta\varphi_{Z\_TV}| = 220,53^\circ$  и, следовательно, ТВ имеет нечетное число лопастей.

### Результаты экспериментальных исследований алгоритмов построения радиолокационных изображений винтов

Исходя из полученных признаков четности числа лопастей для НВ и РВ вертолета и ТВ самолета, можно предполагать, что число лопастей НВ может принимать значения  $N_{L\_NV} = 3, 5, 7$ , число лопастей РВ –  $N_{L\_RV} = 2, 4$ , число лопастей ТВ –  $N_{L\_TV} = 3, 5$ . Отсюда можно получить оценки возможных частот вращения винтов путем деления измеренной частоты следования лопастей каждого винта на соответствующее число его лопастей. Оценки возможных частот вращения НВ  $F_{NV}$ , РВ  $F_{RV}$  и ТВ  $F_{TV}$  представлены в таблице 5.

Таблица 5. Оценки частот вращения винтов

Число лопастей	2	3	4	5	6	7	8
$F_{NV}$ , Гц		4,167		2,5		1,786	
$F_{RV}$ , Гц	24,435		12,218				
$F_{TV}$ , Гц		31,253		18,752			

Известно, что частота вращения НВ должна лежать в пределах  $F_{NV} = 2, 1 \dots 5 \text{ Гц}$ . Из таблицы сочетание  $(N_{L\_NV}, F_{NV})$  для НВ при  $N_{L\_NV} = 7$  не удовлетворяет данному условию.

В полете без учета скорости движения ЛА линейная скорость  $V_{KL} = 2\pi R_L F_V$  концевой точки лопасти воздушного винта, находящейся на расстоянии  $R_L$  от центра вращения, лежит в пределах  $V_{KL} = 200 \dots 230 \text{ м/с}$  [5, 6]. В приведенном выражении  $F_V$  является частотой вращения

винта. Если частота вращения ТВ  $F_V = F_{TV} = 31,253 \text{ Гц}$ , то линейная скорость концевой точки при типовом значении  $R_L = 1,8 \text{ м}$  равна  $V_{KL} = 353,46 \text{ м/с}$ . Следовательно, значение частоты  $F_{TV} = 31,253 \text{ Гц}$ , приведенное в табл. 5, не удовлетворяет условию «линейная скорость концевой точки в диапазоне (200...230) м/с» и должна быть исключена из анализа.

Рассмотрим результаты построения РЛИ НВ, РВ и ТВ с измеренными возможными значениями частот вращения по алгоритмам ОСАА, описанным в [1].

Параметры каналов ОСАА для построения РЛИ винтов ЛА: угловой интервал между каналами ОСАА 1 град (360 каналов ОСАА); время синтеза для НВ и РВ вертолета 0,24 с, а для ТВ самолета 0,107 с.

На рис. 9–11 представлены результаты построения РЛИ винтов для возможных частот вращения в виде зависимости квадратов модулей выходных сигналов каналов ОСАА от номера канала  $n_0 = \overline{1,360}$ .

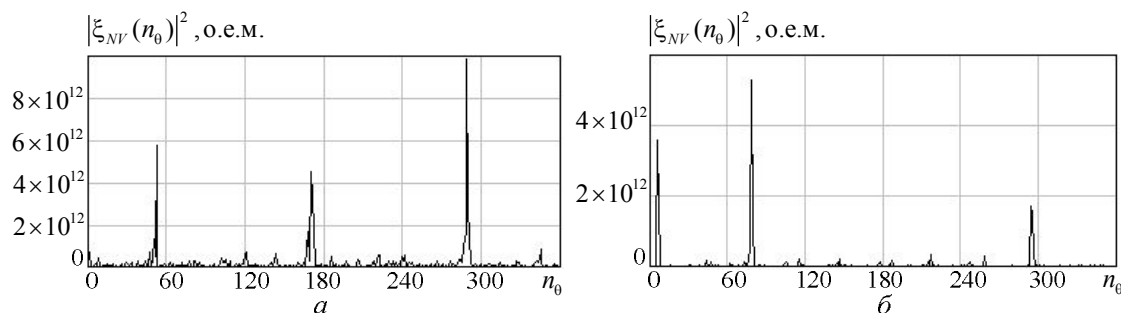


Рис. 9. РЛИ несущего винта при  $F_{NV} = 4,167 \text{ Гц}$  (а) и  $F_{NV} = 2,5 \text{ Гц}$  (б)

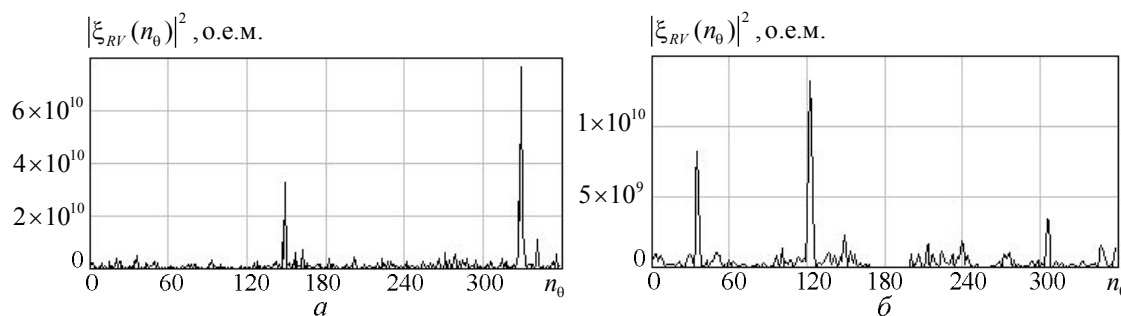


Рис. 10. РЛИ рулевого винта при  $F_{RV} = 24,435 \text{ Гц}$  (а) и  $F_{RV} = 12,218 \text{ Гц}$  (б)

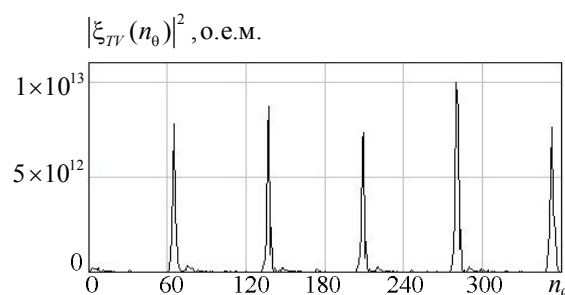


Рис. 11. РЛИ тянущего винта при  $F_{TV} = 18,752 \text{ Гц}$

Анализ результатов построения РЛИ винтов показывает, что при правильном сочетании «число лопастей – частота вращения» на РЛИ винта появляются высокие пики, следующие по угловому положению с одинаковыми интервалами и соответствующие положениям лопастей в начале синтеза (см. рис. 9, а, 10, а, 11). При неправильном сочетании «число лопастей – частота вращения» получаются РЛИ с нерегулярным расположением и более низким уровнем пиков (см. рис. 9, б, 10, б). По полученным РЛИ определено количество лопастей в винтах – в НВ  $N_{L\_NV} = 3$ , в РВ  $N_{L\_RV} = 2$  и в ТВ  $N_{L\_TV} = 5$ , что соответствует винтам объектов исследований.

## Заклучение

Результаты экспериментальных исследований подтвердили справедливость теоретических исследований способа измерения частоты следования лопастей и алгоритмов построения РЛИ горизонтального и вертикального винтов на основе ОСАА. Информация о частоте вращения, ориентации, длине и числе лопастей винтов позволяет выполнить распознавание обнаруженных маловысотных ЛА.

## Список литературы

1. Гейстер С.Р., Нгуен Т.Т. Алгоритмы построения радиолокационного изображения винтов в горизонтальной и вертикальной плоскостях летательного аппарата в радиолокационном датчике с обращенным синтезом апертуры антенны // Докл. БГУИР. 2018. № 5 (115). С. 92–98.
2. Гейстер С.Р., Нгуен Т.Т. Способ измерения частот следования лопастей винтов летательного аппарата на основе свертки спектра «вторичной» модуляции // Докл. БГУИР. 2019. № 1 (119). С. 68–74.
3. Microwave radar imaging of rotating blades / H.T. Tran [et al.] // IEEE International Radar Conference (Radar). 2013. P. 202–207.
4. Melino R., Kodituwakku S., Tran H.T. Orthogonal Matching Pursuit and Matched Filter Techniques for the Imaging of Rotating Blades // IEEE Radar Conference. 2015. P. 1–6.
5. Barry D. Bullard, Patrick C. Dowdy. Pulse Doppler signature of a rotary-wing aircraft // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 1991. Vol. 6, iss. 5. P. 28–30.
6. Tikkinen J.M., Helander E.E., Visa A. Joint utilization of incoherently and coherently integrated radar signal in helicopter categorization // IEEE International Radar Conference. 2005. P. 540–545.

## References

1. Gejster S.R., Nguen T.T. Algoritmy postroenija radiolokacionnogo izobrazhenija vintov v gorizontal'noj i vertikal'noj ploskostjah letatel'nogo apparata v radiolokacionnom datchike s obrashhennym sintezom apertury anteny // Dokl. BGUIR. 2018. № 5 (115). S. 92–98. (in Russ.)
2. Gejster S.R., Nguen T.T. Sposob izmerenija chastot sledovaniya lopastej vintov letatel'nogo apparata na osnove svertki spektra «vtorichnoj» moduljacji // Dokl. BGUIR. 2019. № 1 (119). S. 68–74. (in Russ.)
3. Microwave radar imaging of rotating blades / H.T. Tran [et al.] // IEEE International Radar Conference (Radar). 2013. P. 202–207.
4. Melino R., Kodituwakku S., Tran H.T. Orthogonal Matching Pursuit and Matched Filter Techniques for the Imaging of Rotating Blades // IEEE Radar Conference. 2015. P. 1–6.
5. Barry D. Bullard, Patrick C. Dowdy. Pulse Doppler signature of a rotary-wing aircraft // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 1991. Vol. 6, iss. 5. P. 28–30.
6. Tikkinen J.M., Helander E.E., Visa A. Joint utilization of incoherently and coherently integrated radar signal in helicopter categorization // IEEE International Radar Conference. 2005. P. 540–545.

### Сведения об авторах

Гейстер С.Р., д.т.н., профессор, главный научный сотрудник Научно-исследовательского института Вооруженных сил Республики Беларусь.

Нгуен Т.Т., аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

### Information about the authors

Heister S.R., D.Sci., professor, main researcher of Research Institute of the Armed Forces of the Republic of Belarus

Nguyen T.T., PG student of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

### Адрес для корреспонденции

20013, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. П. Бровки, 6  
Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники  
e-mail: hsr\_1960@yahoo.com  
Гейстер Сергей Романович

### Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka st., 6  
Belarusian state university  
of informatics and radioelectronics  
e-mail: hsr\_1960@yahoo.com  
Heister Sergey Romanovich

УДК 544.654.2

## ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ НАНОРАЗМЕРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ НА НАНОСТРУКТУРИРОВАННОЙ ПОВЕРХНОСТИ МАТЕРИАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ IMAGEJ

Х.Т. ДИНЬ, Н.В. ЛУШПА, К.В. ЧЕРНЯКОВА, И.А. ВРУБЛЕВСКИЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 22 февраля 2019*

**Аннотация.** В статье представлены методы повышения качества СЭМ-изображений поверхности нанопористого анодного оксида алюминия. Описан алгоритм определения размера пор с использованием программного обеспечения ImageJ. Предлагаемый алгоритм основан на анализе больших массивов данных, взятых с ограниченных площадей поверхности. Представлено распределение диаметра пор в зависимости от их количества. Параметры морфологии поверхности нанопористых пленок анодного оксида алюминия, полученные в настоящей работе, согласуются с литературными данными.

**Ключевые слова:** нанопористый оксид алюминия, морфология поверхности, микроструктура, СЭМ-изображения, ImageJ.

**Abstract.** The paper presents methods for improving the quality of SEM images of the surface of nanoporous anodic aluminum oxide. The algorithm of the pore size determination using ImageJ software was described. The proposed algorithm is based on the analysis of large data arrays taken from the limited surface areas. The distribution of pore diameter depending on their quantity is presented. The parameters of surface morphology of nanoporous anodic alumina films obtained in the present study agree with literature data.

**Keywords:** nanoporous materials, surface morphology, microstructure, SEM-images, ImageJ.

**Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 79-84**  
**Digital processing of images of nano-dimensional elements  
on nanostructured material surface using the ImageJ software**  
**H.T. Dinh, N.V. Lushpa, K.V. Chernyakova, I.A. Vrublevsky**

### Введение

В настоящее время в мире интенсивно разрабатываются различные методы для получения наноструктур и наноструктурированных материалов и проводятся детальные исследования свойств таких материалов. Это, в первую очередь, обусловлено необходимостью улучшения технических характеристик устройств и приборов электроники, оптики и фотоники за счет применения наноструктурированных материалов с новыми свойствами.

В нанотехнологии при создании новых интеллектуальных датчиков и устройств для изделий опто-, микро- и наноэлектроники в качестве базовых слоев широкое применение находят диэлектрические пленки нанопористого анодного оксида алюминия. Анодный оксид алюминия обладает наноразмерной ячеисто-пористой структурой и характеризуется высокой степенью упорядоченности пор, незначительным разбросом пор по диаметру [1], высокой механической прочностью, а также уникальными диэлектрическими и оптическими свойствами [2, 3]. Важным свойством анодных пленок является возможность контроля в процессе анодирования таких параметров микроструктуры, как диаметр пор и межпористое расстояние. Это позволяет использовать пленки пористого оксида алюминия в качестве

неорганических мембран, матриц для осаждения частиц, двумерных фотонных кристаллов и применять их в газовых сенсорах [4–6].

Современный этап развития компьютерных технологий и автоматизации экспериментов характеризуется большими возможностями для анализа и обработки цифровых изображений. Это открывает новые возможности для оптимизации параметров получения высокоупорядоченных пленок нанопористого анодного оксида алюминия. Результаты исследований наноструктурированных поверхностей с помощью компьютерных технологий могут помочь повысить уровень контроля параметров структуры наноструктурированных материалов и нанопористого анодного оксида алюминия для получения заданных наноразмерных параметров.

Для выбора оптимальных режимов анодирования и получения пористых пленок с заданными свойствами необходимо научиться с высокой точностью определять геометрические параметры пористого оксида алюминия: диаметр пор, межпористое расстояние и толщину стенки ячейки. Однако, как правило, качество СЭМ-снимков не всегда позволяет это сделать. Поэтому целью настоящей работы является разработка методов улучшения качества СЭМ-изображений поверхности нанопористого анодного оксида алюминия и разработка алгоритма в программе ImageJ для определения размеров пор на основе анализа больших массивов экспериментальных данных.

### **Материалы и методы**

Пленки пористого оксида алюминия получали на алюминиевой фольге методом анодирования. В качестве исходного материала использовали Al-фольгу толщиной 80 мкм марки А95 (содержание алюминия 99,95 %). Одностороннее анодирование алюминия проводили в двухэлектродной электрохимической ячейке в 0,3 М водном растворе щавелевой кислоты  $(\text{COOH})_2$  в потенциостатическом режиме при напряжении 40 В. В качестве катода использовали платиновую пластину. Процесс анодирования протекал при поддержании постоянной температуры  $(20 \pm 1)^\circ\text{C}$  и интенсивном перемешивании электролита. В качестве источника тока использовали потенциостат П5827М. Анодирование продолжалось до достижения анодной пленкой толщины 50,0 мкм. Полученные образцы с пленками пористого оксида алюминия прогревали на воздухе в интервале температур 100–500 °С в муфельной печи в течение 1 ч. Морфологию поверхности пленок пористого оксида алюминия исследовали с помощью сканирующего электронного микроскопа JOEL 840A (SEM).

### **Результаты и обсуждение**

В настоящее время разработано большое количество программных продуктов для анализа изображений, таких как GIMP, ImageJ, Adobe Photoshop и др. Если взять бесплатную программу ImageJ, то она располагает широким набором разнообразных функций и фильтров, которые позволяют сделать практически любое СЭМ-изображение пригодным для автоматизированного анализа. На рис. 1 показан процесс превращения исходного СЭМ-изображения в подходящую для анализа картинку.

Для численного анализа геометрических параметров структуры пористых материалов необходимо провести ряд операций, чтобы отделить полезную информацию (сами поры) от остальных второстепенных данных (дефекты, примеси, частицы пыли). Одним из путей для определения размеров пор является проведение операций вручную, что обеспечивает высокую точность результатов. Однако при этом способе затрачивается огромное количество времени и имеется ограничение на массивы обрабатываемой информации.

Для отделения пор и последующего их анализа в программе ImageJ использовались следующие механизмы:

1. Перевод изображения в 8 бит (только черные и белые тона) для упрощения последующего анализа (рис. 1, *a*).
2. Наложение «Vandpass» фильтра для уточнения границы пор (рис. 2, *b*).



3. Отделение пор от фона (поверхность Al) с помощью функции «Threshold» (рис. 2, *c*).
4. Удаление дефектов структуры, затрудняющих проведение анализа, с помощью функции «Despeckle» (рис. 2, *d*).
5. Определение площади выделенных участков.

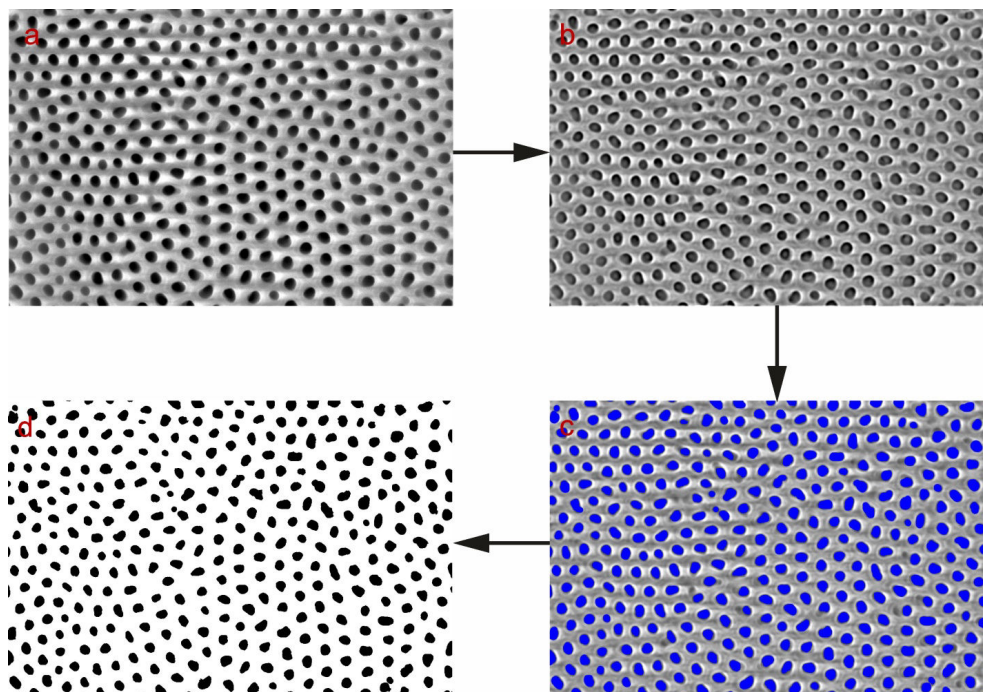


Рис. 1. Схематическое изображение отделения пор от фона с использованием программы ImageJ: *a* – перевод изображения в 8 бит; *b* – наложение «Bandpass» фильтра; (*c*) отделение пор от фона; *d* – удаление дефектов структуры с помощью функции «Despeckle»

Как показано на рис. 2, перевод изображения в 8 бит существенно облегчает процесс определения границ пор, так как работа происходит только с 2 цветами – черным и белым.

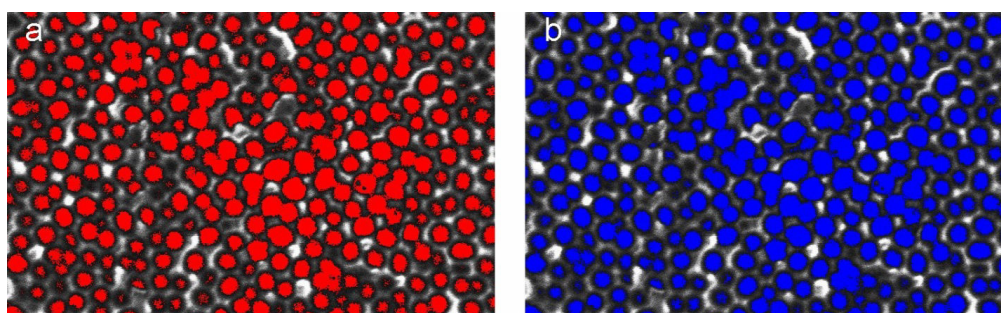


Рис. 2. Сравнение анализа исходного (*a*) изображения и изображения, переведенного в 8 бит (*b*)

Как видно из рис. 2, изображения *a* и *b* являются зернистыми и практически не отличаются друг от друга. Однако изображение *b* было получено без вмешательства человека, а для получения изображения *a* было необходимо вручную регулировать 3 параметра. Оба этих изображения непригодны для дальнейшего анализа. Чтобы решить эту проблему были использованы фильтры. Различные фильтры позволяют обрабатывать как затемненные, так и засветленные снимки и изображения с малой контрастностью. В данном случае «bandpass» фильтр сглаживает границы пикселей, что позволяет избавиться от зернистости изображения (рис. 3). Под каждый СЭМ-снимок можно подобрать конкретный фильтр, который можно выбрать из набора, имеющегося в программе ImageJ.

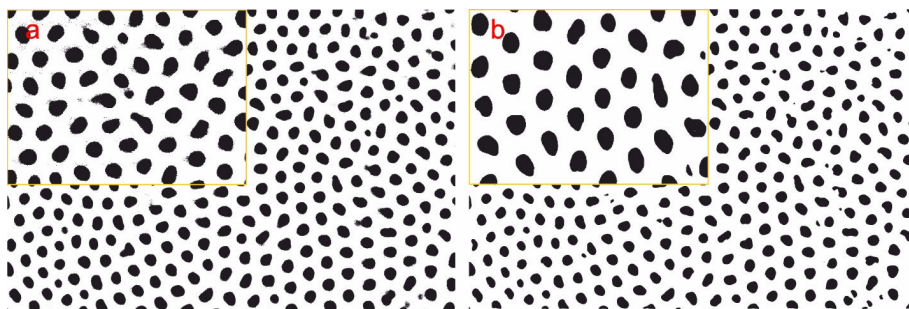


Рис. 3. Сравнение анализа исходного (а) изображения и изображения с наложенным фильтром (b)

Как видно из рис. 3, при применении фильтра зернистость изображения уходит, однако появляются небольшие дефекты (выделяются не поры). Чем лучше были подобраны фильтры на предыдущем этапе, тем лучше на последующих этапах программа автоматически выделяет поры. Однако в случае неточностей можно воспользоваться опцией корректировки пороговых значений цвета вручную. Поверхность наноструктурированной пленки может содержать разного рода дефекты, например, микротрещины, шероховатость поверхности, неразвившиеся поры и т. д. Обычно они имеют небольшой размер, однако наличие их может существенно повлиять на статистику. Для таких случаев в программе ImageJ предусмотрена функция «despeckle» (рис. 4).

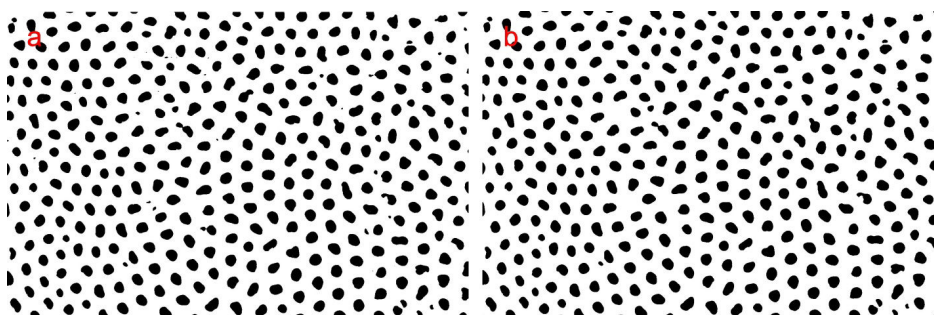


Рис. 4. Использование функции «despeckle» для удаления дефектов с изображения: а – исходное изображение; b – изображение после использования функции «despeckle»

В результате использования функции «despeckle» дефекты, полученные после наложения фильтра, уходят. В то же время эту функцию нужно использовать осторожно, так как могут нарушиться естественные размеры пор (т. е. программа уменьшит размер всех пор на изображении на незначительную величину). Конечным этапом обработки СЭМ-изображения является анализ размеров выделенных пор (рис. 5).

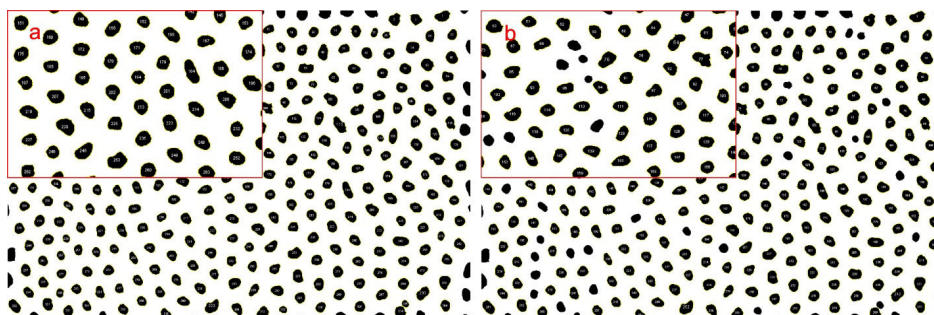


Рис. 5. Изображение структуры после анализа без использования настроек отбора (а) и с их применением (b)

Программа ImageJ делает это автоматически с занесением результатов в таблицу Excel. Также на этом этапе можно выбрать минимальный и максимальный размер структур, которые будут учитываться в подсчетах, а также их округлость, что, в свою очередь, может заменить



использование функции «despeckle». Как видно из рис. 5, *b*, не все поры были учтены при анализе. Это очень удобно, когда нужно заранее исключить из расчета дефекты или поры определенного размера.

Конечным результатом подобных исследований является статистический анализ полученных результатов с последующим построением графиков зависимостей для визуализации процесса анализа (рис. 6). Определенные с помощью цифровой обработки в программе ImageJ параметры нанопористой микроструктуры анодных пленок хорошо согласуются с данными в литературе [2].

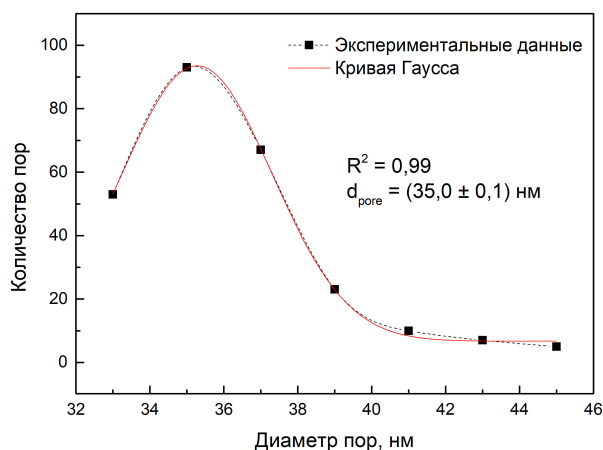


Рис. 6. График распределения пор по диаметрам для поверхности пленки пористого анодного оксида алюминия: электролит – 0,3 М водный раствор щавелевой кислоты, напряжение анодирования – 40 В

### Заключение

В работе были предложены методы улучшения качества СЭМ-изображений поверхности нанопористого анодного оксида алюминия в программе ImageJ. Представлен алгоритм для определения размеров наноразмерных пор с наименьшей погрешностью. Полученные параметры нанопористой структуры анодных пленок хорошо согласуются с данными в литературе. На основании проведенных исследований можно заключить, что программа ImageJ обладает всеми необходимыми возможностями для определения геометрических параметров структуры нанопористых материалов. В перспективе, для исследования поверхности нанопористых материалов планируется полностью автоматизировать процесс определения диаметра пор и межпористого расстояния.

*Работа выполнена при поддержке белорусско-сербского проекта № Ф18СРБГ-003.*

### Список литературы

1. Морфологический анализ нанопористой структуры пленок анодного оксида алюминия с помощью цифровой обработки СЭМ изображений / Н.В. Лушпа [и др.] // Материалы докл. Междунар. науч.-техн. конф. «Современные электрохимические технологии и оборудование». Минск, 2017. С. 126–129.
2. Lee W., Park S.-J. Porous anodic alumina oxide: anodization and template synthesis of functional nanostructures // Chem. Rev. 2014. Vol. 114. P. 7487–7556.
3. Оптические свойства поликристаллического анодного оксида алюминия в ИК области спектра / Е.Н. Муратова [и др.] // Материалы учеб.-практ. конф. с междунар. участием для студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука настоящего и будущего». Санкт-Петербург, 22 марта 2018 г. С. 593–595.
4. Формирование мембран анодного оксида алюминия с нанопористой структурой для биофильтрации в медицине / И.А. Врублевский [и др.] // Сб. науч. ст. IX Междунар. науч.-техн. конф. «Медэлектроника-2015. Средства медицинской электроники и новые медицинские технологии». Минск, 2015. С. 261–263.
5. Тепловые режимы работы микронагревателя датчика скорости потока на алюминии с изолирующим слоем из нанопористого оксида алюминия / И.А. Врублевский [и др.] // Материалы 27-й Междунар.

Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017). Севастополь, 10–16 сентября 2017 г. С. 1014–1017.

6. Самигуллин Р.Ш., Шиманова В. В. Формирование мембран на основе пористого оксида алюминия и основные области их применения // Молодой ученый. 2014. № 7. С. 10–14.

### References

1. Morfoloģicheskiy analiz nanoporistoj struktury plenok anodnogo oksida aljuminija s pomoshh'ju cifrovoj obrabotki SJeM izobrazhenij / N.V. Lushpa [i dr.] // Materialy dokl. Mezhdunar. nauch.-tehn. konf. «Sovremennye jelektrohimičeskie tehnologii i oborudovanie». Minsk, 2017. S. 126–129. (in Russ.)
2. Lee W., Park S.-J. Porous anodic alumina oxide: anodization and template synthesis of functional nanostructures // Chem. Rev. 2014. Vol. 114. P. 7487–7556.
3. Optičeskie svojstva polikristallicheskogo anodnogo oksida aljuminija v IK oblasti spektra / E.N. Muratova [i dr.] // Materialy ucheb.-prakt. konf. s mezhdunar. uchastiem dlja studentov, aspirantov i molodyh učenyh «Nauka nastojashhego i budushhego». Sankt-Peterburg, 22 marta 2018 g. S. 593–595. (in Russ.)
4. Formirovanie membran anodnogo oksida aljuminija s nanoporistoj strukturoj dlja biofil'tracii v medicine / I.A. Vrublevskij [i dr.] // Sb. nauch. st. IX Mezhdunar. nauch.-tehn. konf. «Medjelektronika-2015. Sredstva medicinskoj jelektroniki i novye medicinskie tehnologii». Minsk, 2015. S. 261–263. (in Russ.)
5. Teplovyje rezhimy raboty mikronagrevatelja datchika skorosti potoka na aljuminii s izolirujushhim sloem iz nanoporistogo oksida aljuminija / I.A. Vrublevskij [i dr.] // Materialy 27-j Mezhdunar. Krymskoj konf. «SVCh-tehnika i telekommunikacionnye tehnologii» (KryMiKo'2017). Sevastopol', 10–16 sentjabrja 2017 g. S. 1014–1017. (in Russ.)
6. Samigullin R.Sh., Shimanova V. V. Formirovanie membran na osnove poristogo oksida aljuminija i osnovnye oblasti ih primeneniya // Molodoy učenyy. 2014. № 7. S. 10–14. (in Russ.)

### Сведения об авторах

Динь Х.Т., аспирант кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Лушпа Н.В., магистрант кафедры микро- и нанoeлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Чернякова К.В., к.ф.-м.н., доцент, ведущий научный сотрудник Центра 9.1 Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Врублевский И.А., доцент, к.т.н., заведующий НИЛ 5.3 Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

### Information about the authors

Dinh H.T., PG student of security information department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Lushpa N.V., master student of micro- and nanoelectronics department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Chernyakova K.V., PhD, associate professor, leading researcher of Center 9.1 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Vrublevsky I.A., PhD, associate professor, head of SRL 5.3 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. +37529-349-07-00;  
e-mail: nikita.95\_@mail.ru  
Лушпа Никита Васильевич

### Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,  
Minsk. P. Brovki st., 6  
Belarusian state university  
of informatics and radioelectronics  
tel. +375-29-349-07-00;  
e-mail: nikita.95\_@mail.ru  
Lushpa Nikita Vasil'evich

УДК 621. 372. 512

## МЕТОД СИНТЕЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ НА ОТРЕЗКАХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

А.А. СВИРИДЕНКО

*Военная академия Республики Беларусь, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 18 января 2019*

**Аннотация.** Представлен метод синтеза электрических фильтров на отрезках линий передачи. Настоящий метод впервые позволяет проектировать частотно-избирательные цепи СВЧ, используя особенности классической теории. Простая процедура синтеза представляет возможность разработчику производить расчеты без применения дополнительных преобразований, что влияет на точность и время расчетов. Приведен пример синтеза фильтра нижних частот пятого порядка.

*Ключевые слова:* электрические фильтры, частотно-избирательные цепи, техника СВЧ.

**Abstract.** The method of synthesis of electric filters on elements with distributed parameters is presented. This method for the first time allows designing frequency selective microwave circuits using the features of classical theory. A simple synthesis procedure presents the opportunity for the developer to perform calculations without applying additional transformations, which significantly affects the accuracy of time and production. An example of the synthesis of a fifth-order low-pass filter is given.

*Keywords:* electrical filters, frequency selective circuits, microwave technology.

**Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 85-91**

**Method of direct synthesis of electric filters  
on elements with distributed parameters**

**A.A. Svirydzenka**

### Введение

Электрические фильтры являются неотъемлемой частью любого радиотехнического устройства. Они предназначены для пропускания сигналов в полосе прозрачности и подавления в полосе заграждения. Методы проектирования частотно-избирательных цепей с сосредоточенными параметрами в целом можно считать завершенной областью радиотехники. Они позволяют производить синтез устройств любой сложности и назначения. По-другому дело обстоит в частотной области, где проявляются распределенные свойства синтезируемых структур.

В настоящее время существует достаточно большое многообразие методов синтеза фильтров СВЧ. Для фильтров нижних частот основным является переход от низкочастотного прототипа к его высокочастотному представлению. В литературе [1] такой подход называют первым и весьма грубым приближением. Он позволяет получить удовлетворительный результат, который всегда можно улучшить в результате корректировки на этапе производства. Этот же подход используется и для проектирования фильтров верхних частот после предварительного частотного преобразования. Реализация полосовых фильтров на элементах с распределенными параметрами может быть выполнена несколькими способами. Один из них основан на использовании короткозамкнутых и разомкнутых шлейфов в качестве параллельных резонансных контуров. Еще один подход заключается в использовании линий со слабой связью. Это позволяет получать достаточно широкие полосы – 15–20 %. Несмотря на имеющиеся достоинства, вышеперечисленные методы обладают рядом недостатков, главным из которых является отсутствие этапа аппроксимации. Это не позволяет разработчику

адекватно оценить полученный результат и определить погрешность процесса расчета и изготовления.

Несомненно, стоит отметить еще одно направление в синтезе частотно-избирательных цепей СВЧ. Эти фильтры получили название ступенчатых трансформаторов. Их отличает наличие этапа аппроксимации. Несмотря на широкое применение ступенчатых трансформаторов и возможность получения рабочих полос до 150 %, их применяют чаще всего для согласования различных волновых сопротивлений. Здесь получить высокие показатели избирательности весьма затруднительно.

Системы автоматизированного проектирования (САПР) позволяют получать структуры требуемого устройства разработчику, даже не имеющему опыта в этой области. В основе таких САПР лежат методы параметрического синтеза. Основным их недостатком является то, что разработчик не в полной мере контролирует процесс синтеза. Задавая необходимые параметры, формируя таким образом целевую функцию, всегда можно получить определенный результат, который является неким приближением к требуемому.

Целью статьи является описание метода синтеза фильтров на элементах с распределенными параметрами, в котором присутствует этап аппроксимации, что наделяет его всеми достоинствами классического подхода к решению этой задачи.

### **Характеристики элементов с распределенными параметрами, используемых при проектировании фильтров**

*Короткозамкнутый и разомкнутый на конце отрезки линий.* Такие линии представляют большой практический интерес, так как обладают свойствами сосредоточенных реактивностей. Входное сопротивление линии при коротком замыкании при достаточно малых потерях определяется как

$$Z_{in\_kz} = jZ_v \operatorname{tg}(\beta l). \quad (1)$$

Для отрезка линии передачи, разомкнутого на конце, входное сопротивление имеет вид

$$Z_{in\_hh} = -jZ_v / \operatorname{tg}(\beta l), \quad (2)$$

где  $Z_v$  – волновое сопротивление короткозамкнутого отрезка;  $\beta l$  – электрическая длина отрезка.

Из выражений (1), (2) следует, что входное сопротивление короткозамкнутого и разомкнутого на конце отрезков зависит от длины  $l$  и носит индуктивный или емкостной характер соответственно.

*Полуволновые и четвертьволновые отрезки линий передачи.* Полуволновые и четвертьволновые отрезки линий передачи обладают рядом свойств, полезных при проектировании СВЧ устройств. Рассмотрим выражение для входного сопротивления отрезка линии передачи без потерь:

$$Z_{in} = \frac{Z_n + Z_v \operatorname{tg}(\beta l)}{1 + (Z_n/Z_v) \operatorname{tg}(\beta l)}. \quad (3)$$

При  $\beta l = n\pi$ , где  $n$  – целое число, значение тангенса принимает нулевое значение  $\operatorname{tg}(n\pi) = 0$ . Подставляя это значение в (3), имеем  $Z_{in} = Z_n$ . Значению  $\beta l = n\pi$  соответствует длина отрезка линии передачи, кратная половине длины волны. Следовательно, входное сопротивление полуволнового отрезка равно значению сопротивления, подключенного к его выходу. Подставляя в (3) значение  $\beta l = n(\pi/2)$ ,  $n$  – нечетное целое число, функция тангенса стремится в бесконечность, откуда  $Z_v = \sqrt{Z_{in} Z_n}$ .

Такое свойство позволяет применять отрезки линии передачи с нечетным количеством четвертьволновых элементов с волновым сопротивлением  $Z_v$  для согласования активных сопротивлений  $Z_{in}, Z_n$ .

## Синтез передаточной функции электрических фильтров с распределенными параметрами

Как было отмечено, отличительной особенностью классической теории построения фильтров является наличие этапа аппроксимации. Суть его заключается в том, что функция передачи, которую должен описывать разрабатываемый фильтр задается исходно. Чаще всего применяют функцию Баттерворта, Чебышева, Лежандра. В волновой теории такой подход реализован лишь для проектирования ступенчатых трансформаторов и фильтров на последовательно соединенных отрезках одинаковой длины с различными волновыми сопротивлениями. Он основан на замене частотной переменной вида [2]

$$\omega^{2n} = (-1)^n \left( \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n, \quad (4)$$

где  $n$  – порядок фильтра;  $\alpha^2$  – коэффициент, определяющий ширину полосы фильтра;  $\lambda = \operatorname{tg}(\beta l)$ ;  $\beta = 2\pi/(c_{ef}/f)$ ;  $c_{ef}$  – скорость распространения волны в передающей линии;  $i$  – мнимая единица.

Баттервортовская функция передач второго порядка после такого преобразования принимает вид

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \left( \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^2}. \quad (5)$$

Электрическая цепь, описываемая выражением (5), содержит в своем составе два отрезка линии передачи одинаковой длины с различными волновыми сопротивлениями, частотная характеристика представлена на рис. 1. Несмотря на то, что фильтр нагружен с двух сторон на стандартное сопротивление, при таком подходе сложно получить высокие показатели избирательности. Это обусловлено тем, что все нули передачи классической функции Баттерворта, находящиеся в бесконечности, заменены нулями, заключенными в функции  $1 - \lambda^2$ . Эти нули находятся за пределами оси действительных частот, комплексной частоты, что приводит к значительной потере избирательности, увеличить которую можно за счет уменьшения ширины полосы прозрачности фильтра. Под нулями передачи здесь понимаются частоты, на которых невозможна передача энергии от источника к нагрузке.

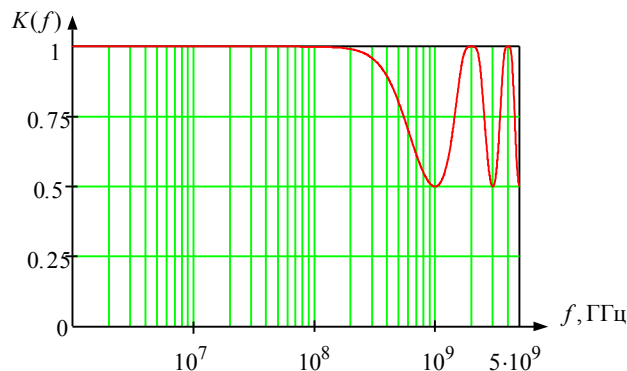


Рис. 1. Частотная характеристика фильтра Баттерворта второго порядка

Для повышения избирательности и увеличения ширины полосы прозрачности предлагается модифицировать функцию (5) путем внедрения нулей передачи в начале координат либо в бесконечности следующим образом:

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( (-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n}, \quad (6)$$

где  $\Psi(\lambda^2)$  – функция, содержащая нули передачи в конечных точках оси вещественных частот;  $|m-n|=1$ ,  $m \geq 2$ .

Модификация не изменяет главного принципа синтеза цепей СВЧ [2] – структура фильтра заранее известна. Функция  $\Psi(\lambda^2)$  представляет собой корректирующие полиномы (Баттерворта, Чебышева, Лежандра и др.) либо их произведение. Ее реализация возможна короткозамкнутыми (2) либо разомкнутыми (3) отрезками линий передачи. Ввиду того, что на практике тяжело реализовать эти отрезки в последовательной ветви, ограничимся их расположением в параллельной. Так же из (6) вытекает еще одно немаловажное ограничение. Так как данное выражение является функцией одной переменной, то длина синтезируемых отрезков должна иметь одинаковую длину  $l$ .

Вид функции (6) предполагает последовательное извлечение из нее сопротивления короткозамкнутого (разомкнутого шлейфа) в параллельной ветви и далее отрезка линии передачи в последовательной ветви. Этим обусловлена необходимость выполнения условия  $|m-n|=1$ . Однако это условие может и не выполняться. Если  $m-n=1+k$ , то в результате синтеза  $k$  раз будут выделены подряд короткозамкнутый и разомкнутый шлейфы. Если  $n-m=1+k$ , то в результате синтеза  $k$  раз будут выделены подряд два последовательных отрезка с различными волновыми сопротивлениями.

С целью увеличения вариативности передаточных функций фильтров СВЧ предлагается дальнейшая модификация выражения (6). Для этого подробно рассмотрим функцию (5), в результате реализации которой образуется два отрезка одинаковой длины с различными волновыми сопротивлениями. Избавимся от квадрата в (5), что приведет к сокращению одного отрезка, и увеличим длину оставшегося в два раза. С учетом  $\lambda = tg(\beta l)$  получим

$$\left( \frac{(-1)^2 \alpha^2 [i tg(\beta l)]^2}{1 - [i tg(\beta l)]^2} \right)^2 \rightarrow \frac{(-1) \alpha^2 [i tg(2\beta l)]^2}{1 - [i tg(2\beta l)]^2}.$$

Используя свойство двойного аргумента тангенса,

$$\left( \frac{(-1)^2 \alpha^2 [i tg(\beta l)]^2}{1 - [i tg(\beta l)]^2} \right)^2 \rightarrow \frac{4 \alpha^2 [tg(\beta l)]^2}{1 + 2 [tg(\beta l)]^2 + [tg(\beta l)]^4}.$$

Подставляя (7) в (6) и производя обратную замену  $tg(\beta l) \rightarrow \lambda$ ,

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( \frac{4 \alpha^2 \lambda^2}{1 + 2 \lambda^2 + \lambda^4} \right)^n}. \quad (7)$$

Следует отметить, что несмотря на то, что цепь, описываемая выражением (7), содержит отрезки разной длины, она по-прежнему остается функцией одной переменной. Это объясняется тем, что отрезок удвоенной длины образуется путем последовательного извлечения двух отрезков, имеющих одинаковое волновое сопротивление.

Максимальных показателей качества электрических фильтров СВЧ можно добиться используя в качестве аппроксимирующей функцию

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( \frac{4 \alpha^2 \lambda^2}{1 + 2 \lambda^2 + \lambda^4} \right)^n \left( (-1)^n \frac{\alpha^2 (i \lambda)^2}{1 - (i \lambda)^2} \right)^m}. \quad (8)$$

Фильтры, описываемые функцией (8), имеют в своем составе шлейфы в параллельной ветви, а так же отрезки линий передачи в последовательной ветви различной длины.

В таблице представлены элементарные структуры фильтров, реализуемых функциями (5)–(8). В качестве корректирующего представлен полином Чебышева первого рода второго порядка.

**Функции передачи и соответствующие им элементарные структуры СВЧ фильтров**

$l$ – длина отрезков, $2l$ – удвоенная длина отрезков $Z, Z_1, Z_2$ – волновые сопротивления отрезков					
1	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \left( \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n},$ <p align="center">заимствована в [4] для сравнения</p>	$n=2$		$n=3$	
2	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( (-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n}$	$\Psi(\lambda^2)^m = (2\lambda^2 - 1)^2,$ $n=2$			
3	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( (-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n}$	$\Psi(\lambda^2)^m = \left( 2 \frac{1}{\lambda^2} - 1 \right)^2,$ $n=2$			
4	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( \frac{4\alpha^2 \lambda^2}{1 + 2\lambda^2 + \lambda^4} \right)^n}$	$\Psi(\lambda^2)^m = (2\lambda^2 - 1)^2,$ $n=2$			
5	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( \frac{4\alpha^2 \lambda^2}{1 + 2\lambda^2 + \lambda^4} \right)^n}$	$\Psi(\lambda^2)^m = \left( 2 \frac{1}{\lambda^2} - 1 \right)^2,$ $n=2$			
6	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( \frac{4\alpha^2 \lambda^2}{1 + 2\lambda^2 + \lambda^4} \right)^n \left( (-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^m}$	$\Psi(\lambda^2)^m = (2\lambda^2 - 1)^2,$ $n=2$			
7	$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( \frac{4\alpha^2 \lambda^2}{1 + 2\lambda^2 + \lambda^4} \right)^n \left( (-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^m}$	$\Psi(\lambda^2)^m = \left( 2 \frac{1}{\lambda^2} - 1 \right)^2,$ $n=2$			

*Извлечение коэффициента отражения.* Точные методы синтеза электрических цепей в классической теории подразумевают извлечение из  $K(\lambda^2)$  функции  $\rho(\lambda)$ , которые связаны соотношением  $K(\lambda^2) = 1 - \rho(-\lambda)\rho(\lambda)$ .

С учетом (6)  $\rho(-\lambda)\rho(\lambda) = \frac{q(\lambda)q(-\lambda)}{g(\lambda)g(-\lambda)} = \frac{\Psi(\lambda^2)^m \left( (-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left( (-1)^n \frac{\alpha^2 (i\lambda)^2}{1 - (i\lambda)^2} \right)^n}$ , откуда определяем

$\rho(\lambda) = \frac{q(\lambda)}{g(\lambda)}$ . Полином  $q(\lambda)$  равен  $q(\lambda) = \sqrt{q_i} \prod_{i=1}^n [\lambda_i - (-\alpha_i \pm i\beta_i)] = \sqrt{q_i} (q_i \lambda^n + q_{i+1} \lambda^{n-1} + \dots + q_n \lambda + q_{n+1})$ ,

и полином  $g(\lambda)$  определяется как  $g(\lambda) = \sqrt{g_i} \prod_{i=1}^n [\lambda_i - (-\alpha_i \pm i\beta_i)] = \sqrt{g_i} (g_i \lambda^n + g_{i+1} \lambda^{n-1} + \dots + g_n \lambda + g_{n+1})$ .

Для функций (7), (8) факторизация производится аналогичным образом. После того как выделен коэффициент отражения, определяется функция сопротивления  $Z(\lambda) = \frac{Z_0 - \rho(\lambda)}{Z_0 + \rho(\lambda)}$ , где  $Z_0$  – стандартное (нормированное) сопротивление, равное 50 (1) Ом.

Завершающим этапом синтеза является определение значений волновых сопротивлений отрезков линий передачи. Удобнее всего использовать для этой цели метод неопределенных коэффициентов, подробно описанный в [3] и получивший дальнейшее развитие в [4].

*Пример расчета фильтра.* Произведем расчет фильтра, используя функцию (8), с применением корректирующего полинома Чебышева второго порядка,  $n=1$ ,  $m=2$ ,  $\alpha=1$ .

С учетом этого  $K(\lambda^2) = \frac{(\lambda^2 + 1)^4}{16\lambda^{10} - 15\lambda^8 + 8\lambda^6 + 6\lambda^4 + 4\lambda^2 + 1}$ . Результатом факторизации

коэффициента отражения является выражение  $\rho(\lambda) = \frac{\lambda^5 + 0,5\lambda}{\lambda^5 + 2,42\lambda^4 + 3,4\lambda^3 + 2,81\lambda^2 + 1,29\lambda + 0,25}$ ,

а соответствующая ему функция сопротивления имеет вид:

$$Z(\lambda) = \frac{9,68\lambda^4 + 11,6\lambda^3 + 11,24\lambda^2 + 5,15\lambda + 1}{8\lambda^5 + 9,68\lambda^4 + 15,6\lambda^3 + 11,24\lambda^2 + 5,15\lambda + 1}$$

Определение волновых сопротивлений методом неопределенных коэффициентов приводит к результату:  $Z_1 = Z_5 = 1,315$ ,  $Z_2 = Z_4 = 0,985$ ,  $Z_3 = 1,261$ . Структура фильтра представлена в таблице в пункте 6, его частные характеристики – на рис. 2. Моделирование произведено в САПР Advanced Design System 2016 для толщины подложки  $h=0,1$  мм и диэлектрической проницаемости  $\epsilon=1$ . Для получения низкочастотной характеристики с граничной частотой  $f_{gr}=1$  ГГц длина отрезков  $l$  равна

$$l = \frac{\left( \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \right)}{8} = 37,5 \text{ мм,}$$

где  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве;  $\epsilon_{ef}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость материала подложки.

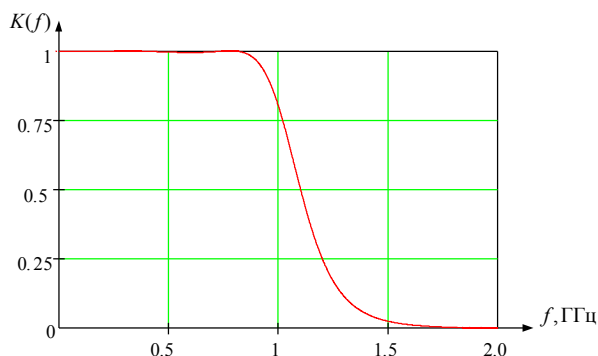


Рис. 2. Частотная характеристика фильтра СВЧ пятого порядка

Очевидно, что полученный фильтр обладает высокой линейностью частотной характеристики в полосе прозрачности и высокой избирательностью в полосе заграждения.

### Заключение

Электрические фильтры СВЧ являются неотъемлемой частью радиотехнических устройств различного назначения. Несмотря на многообразие методов, отсутствие в них этапа аппроксимации ведет к результату, являющемуся всего лишь приближенным к требуемому.

Разработан метод синтеза электрических фильтров СВЧ, обладающий этапом



аппроксимации, что позволяет исходно задавать частотную характеристику и определять структуру фильтра. Все представленные функции обладают повышенными вариативными возможностями, что позволяет синтезировать большое многообразие ранее не используемых структур. Это, в свою очередь, дает дополнительные возможности разработчику по улучшению качественных показателей синтезируемых фильтров. В таблице представлена лишь часть потенциальных возможностей выражений (6)–(8), раскрыть в полной мере которые можно путем изменения порядков различных частей полиномов знаменателей, а также порядков корректирующих полиномов. Немаловажным следствием является возможность использования функций (6)–(8) в задачах широкополосного согласования, ведь данные выражения содержат в своем составе не только отрезки различной длины, но и нули передачи различных классов.

#### Список литературы

1. Фуско В. СВЧ цепи: анализ и автоматизированное проектирование. М: Радио и связь, 1990. 288 с.
2. Yarman B.S. Design of ultra wideband power transfer networks. Istanbul: Springer, 2010. 755 p.
3. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. М.: Связь, 1971. 389 с.
4. Свириденко А.А., Бойкачев П.В., Шакун С.И. Применение метода неопределенных коэффициентов для расчета фильтров с использованием модифицированных аппроксимирующих функций Лежандра // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. 2015. № 4. С. 39–45.

#### References

1. Fusko V. SVCh cepi: analiz i avtomatizirovannoe proektirovanie. M: Radio i svjaz', 1990. 288 s. (in Russ.)
2. Yarman B.S. Design of ultra wideband power transfer networks. Istanbul: Springer, 2010. 755 p.
3. Fel'dshtejn A.L., Javich L.R. Sintez chetyrehpoljuskov i vos'mipoljuskov na SVCh. M.: Svjaz', 1971. 389 s. (in Russ.)
4. Sviridenko A.A., Bojkachev P.V., Shakun S.I. Primenenie metoda neopredelennyh koeficientov dlja rascheta fil'trov s ispol'zovaniem modifitsirovannyh approksimirujushih funkcij Lezhandra // Vestn. Voenn. akad. Resp. Belarus'. 2015. № 4. S. 39–45. (in Russ.)

#### Сведения об авторе

Свириденко А.А., старший преподаватель кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

#### Information about the author

Svirydzenka A.A., senior lecturer of the department of tactics and armament of anti-aircraft missile forces of Military academy Republic of Belarus.

#### Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,  
г. Минск, пр. Независимости, 220  
Военная академия Республики Беларусь  
тел. +375-29-200-71-06;  
e-mail: svirid2785@gmail.com  
Свириденко Анатолий Анатольевич

#### Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,  
Minsk, Nezavisimosty ave., 220  
Military academy Republic of Belarus  
tel. +375-29-200-71-06;  
e-mail: svirid2785@gmail.com  
Svirydzenka Anatoli Anatolievitch

УДК 621.315.592.2:546.28

## РОБОТИЗИРОВАННАЯ УСТАНОВКА БЫСТРОЙ ТЕРМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ДЛЯ СОЗДАНИЯ ИЗДЕЛИЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

В.А. СОЛОДУХА<sup>1</sup>, В.А. ПИЛИПЕНКО<sup>1</sup>, В.П. ЯКОВЛЕВ<sup>2</sup>

<sup>1</sup>ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ», Республика Беларусь

<sup>2</sup>ООО «Перспективные инновационные технологии», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 23 января 2019

**Аннотация.** Приведены конструктивные особенности автоматической установки быстрой термической обработки кремниевых пластин диаметром 100 мм. Для нагрева в установке используются галогенные лампы с вольфрамовой спиралью КГТ 220-2000-3 в количестве 12 штук, которые обеспечивают нагрев пластины до 1200 °С со скоростью набора температуры 10–150 °С/с в течение 0,1–600 с. Предусмотрен процесс отжига как в вакууме, так и в различных газовых средах. Производительность установки с учетом загрузки пластины, создания вакуума в камере, напуска в камеру требуемого газа, термообработки по заданной программе и выгрузки составляет ≤ 60 пл./ч.

**Ключевые слова:** камера отжига, длительность импульса, кремниевая пластина, равномерность нагрева.

**Abstract.** The design specific features of the rapid thermal treatment automated unit for silicon wafers with the diameter of 100 mm are described. For preheating the unit uses the halogen lamps with a tungsten spiral of KGT 220-2000-3 in the quantity of 12 pieces, which ensure the wafer heating up to 1200 °C with the temperature build-up rate of 10–150 °C/s during 0.1–600 s. The annealing process is envisaged both in vacuum and in the various gaseous media. The production capacity of the unit with consideration of the wafer loading, creation of vacuum in the chamber, inflow into the chamber of the required gas, thermal treatment as per the preset program and the unloading process is ≤ 60 wafers/hour.

**Key words:** Annealing chamber, pulse duration, silicon wafer, heating uniformity.

**Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 92-97**  
**Rapid thermal treatment robotics unit**  
**for creation of electronic equipment devices**  
**V.A. Saladukha, V.A. Pilipenko, V.P. Yakovlev**

### Введение

Автоматизация технологических процессов – одно из главных направлений, определяющих научно-технический уровень развития промышленности во всех ее отраслях. Наиболее актуально это направление для производств, специализирующихся на выпуске полупроводниковых приборов и интегральных микросхем, где требуется применение высокотехнологичного и производительного оборудования, использование профессионально подготовленных кадров и решение задач по внедрению комплексной автоматизации всего технологического цикла при выпуске особо сложной продукции. Существенным звеном в производстве микросхем является технология быстрой термической обработки (БТО) кремниевых пластин и применяемое для этого оборудование [1–4]. Следует отметить, что в 80–90-е годы прошлого столетия лидерство в создании установок БТО захватили зарубежные фирмы США, Германии, Японии и Франции. Были разработаны и произведены установки различного назначения, в том числе для исследовательских целей, лабораторного применения и промышленного использования. Фирмы США AG Associates, Varian Extrion, Veeco/Kokusai получили большую известность как производители промышленных установок

с высокой степенью автоматизации отдельных операций техпроцесса отжига кремниевых пластин. Многофункциональными возможностями обладают и установки БТО европейских производителей, таких как АЕТ Addax (Франция), Elektrische Anlagen GmbH+Co (ФРГ). В отечественной практике роботизированных установок БТО (далее – РУБТО) не разрабатывалось.

Целью настоящей работы явилась разработка роботизированной установки быстрой термической обработки для создания изделий электронной техники.

### Конструктивное исполнение роботизированной установки БТО

Конструкция установки выполнена в виде трех основных модулей: реактора, робототехнического комплекса и системы управления. Наиболее критичным с точки зрения качества получаемых после отжига структур является реакторный модуль установки, который состоит из блока нагрева, камеры отжига (рис. 1) и затвора (рис. 2), обеспечивающего автоматическое открытие и закрытие камеры при загрузке и выгрузке обрабатываемой пластины. Ключевую роль в данном модуле играет камера отжига. Ее конструкция определяется условиями проведения процесса отжига и должна обеспечивать не только равномерный нагрев обрабатываемой пластины, но и ее обработку в вакууме и различных газовых средах, как инертных, так и агрессивных (азот, аммиак, хлористый водород, аргон, кислород, формовочный газ).

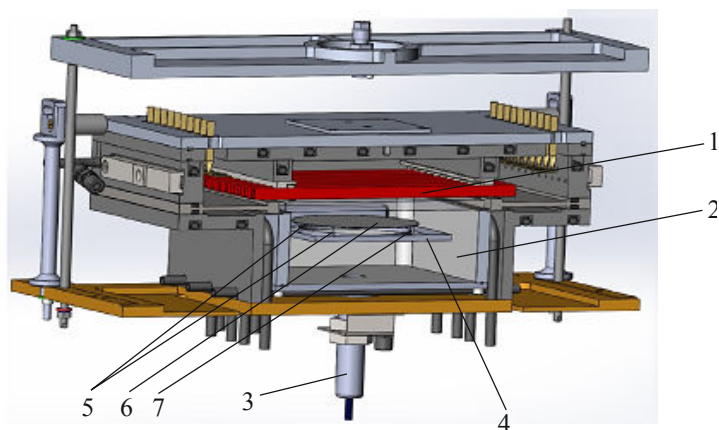


Рис. 1. Реактор установки быстрой термообработки: 1 – блок нагрева, 2 – камера отжига, 3 – пирометр, 4 – поддон, 5 – кварцевые опоры, 6 – термопара, 7 – кремниевая пластина

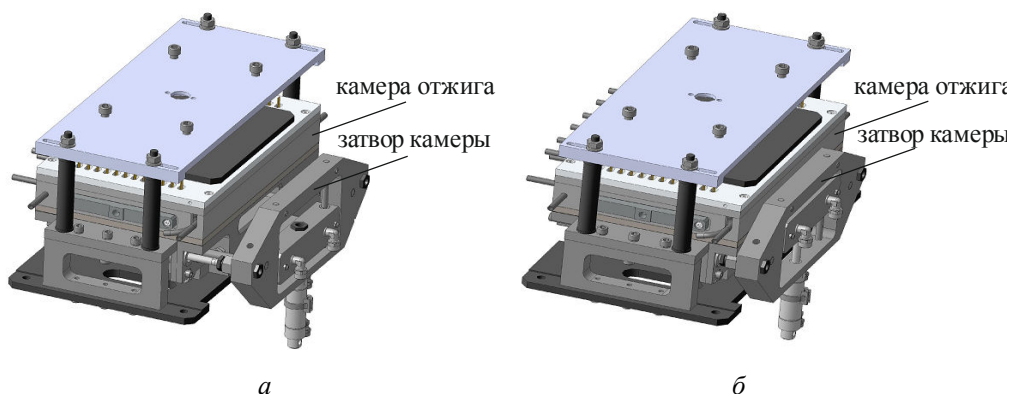


Рис. 2. Вид камеры отжига с открытым и закрытым затвором: а – затвор в открытом состоянии, б – затвор в закрытом состоянии

Стенки камеры, изготовленные из полированного (до 14 кл.) алюминиевого сплава АМг-6 с высоким коэффициентом отражения в широком спектральном диапазоне от 0,4 до 4 мкм, позволяют максимально использовать световое излучение ламп для нагрева образца. С целью защиты полированных поверхностей стенок камеры от используемых газов на них наносится тонкий слой (5,0–8,0 мкм) кварцевого покрытия.

С целью исключения перегрева стенок камеры предусматривается их водоохлаждение, что дает возможность исключить загрязнение образца неконтролируемыми примесями в процессе обработки. Блок нагрева отделен от камеры отжига кварцевым стеклом, что позволяет исключить повреждение галогенных ламп в процессе отжига в различных газовых средах. В качестве источников излучения используются галогенные лампы с вольфрамовой спиралью КГТ 220-2000-3 в количестве 12 штук, обеспечивающие нагрев кремниевых пластин и формируемых на их поверхности слоев до температуры 1200 °С. Данные лампы обладают высокими энергетическими и эксплуатационными характеристиками со спектром излучения от 0,95–2,00 мкм с максимумом в области 1 мкм, который соответствует наибольшему отражению от стенок камеры отжига. Для достижения кремниевой пластиной при быстрой термообработке вышеуказанных температур плотность мощности светового потока должна составлять 20–45 Вт/см<sup>2</sup>, а длительность импульса 3,6–9,0 с. При этом необходимо, чтобы длина тела накала галогенной лампы приблизительно равнялась диаметру обрабатываемой пластины 100 мм. В целом нагреватель представляет собой систему, состоящую из 12 линейных трубчатых кварцевых галогенных инфракрасных ламп с естественным воздушным охлаждением, разбитую на 3 зоны (4 лампы в зоне) с раздельным электропитанием. Для обеспечения равномерности нагрева кремниевых пластин геометрические размеры камеры были выбраны в соответствии с данными, приведенными в работе [5] – ширина 160 мм, высота 80 мм, расстояние между центрами соседних ламп 11 мм, а от ламп до пластины 30 мм. Это обеспечивает разброс светового потока по площади пластины диаметром 100 мм, составляющий 2,8 % и позволяет достичь неравномерности температуры по пластине 0,4 % при ее нагреве до 1200 °С.

Для установки и базирования пластины, а также минимизации от нее теплоотвода в процессе отжига в камере предусмотрены три опоры. Две из них выполнены в виде кварцевых игл, а одна представляет собой термопару. Данные опоры установлены на специальном кварцевом стекле – поддоне. В нижней части камеры отжига в днище сделано окно, закрытое кварцевым стеклом, предназначенное для текущего контроля температуры кремниевой пластины с помощью пирометрической аппаратуры. Это позволяет достичь поддержания температуры с точностью до 0,1 % от задаваемой величины при ее неравномерности по площади пластины 0,4 % (не более  $\pm 5$  °С при  $T = 1200$  °С).

Автоматическое открытие/закрытие камеры отжига при загрузке и выгрузке обрабатываемой пластины осуществляется с помощью специального приспособления (затвора), приводимого в действие пневматическим приводом (рис. 2). Это обеспечивает нужное усилие прижима крышки к контуру окна в стенке камеры, которое через уплотнительные элементы позволяет надежно герметизировать швы сопрягаемых поверхностей. Для обеспечения равномерности охлаждения стенок камеры в крышке затвора предусмотрены каналы циркуляции воды, функционирующие в общей системе водоохлаждения установки.

Для перемещения и ориентации пластины относительно базового среза в установке используется робототехнический комплекс, включающий робот-манипулятор и устройство центрирования и ориентации (выравниватель). Робот-манипулятор представляет собой роботизированную руку, состоящую из четырех частей: подложкодержателя, кисти, предплечья и плеча. Подложкодержатель представляет собой инструмент с окварцованной поверхностью, имеющий 4 вакуумные присоски для захвата пластины как с тыльной, так и рабочей стороны в зоне не более 3 мм от ее края. Конструкция манипулятора имеет 4 степени свободы и позволяет перемещать пластину диаметром 100 мм до 130 мм по вертикали и до 215 мм по горизонтали с возможностью ее поворота на 180°

Выравниватель обеспечивает центрирование и ориентацию кремниевой пластины по определению ее эксцентриситета и положения базового среза с использованием ПЗС-линейки типа TOSHIBA 1304. Полный цикл центрирования и ориентирования составляет не более 5 с.

Данный комплекс работает по схеме:

- извлечение пластины из подающей кассеты;
- ориентация пластины по базовому срезу;
- загрузка пластины в камеру установки быстрой термообработки;

- выгрузка пластины после быстрой термообработки из камеры;
- установка пластины на пост охлаждения;
- загрузка пластины в приёмную кассету;
- остановка работы загрузчика после загрузки последней пластины в приемную кассету и переход установки в исходное состояние.

Время выполнения полного цикла обработки одной пластины не более 45 с.

Для иллюстрации работы установки на рис. 3 приведено изображение состояния роботизированного комплекса и камеры отжига с затвором при загрузке в нее полупроводниковой пластины.

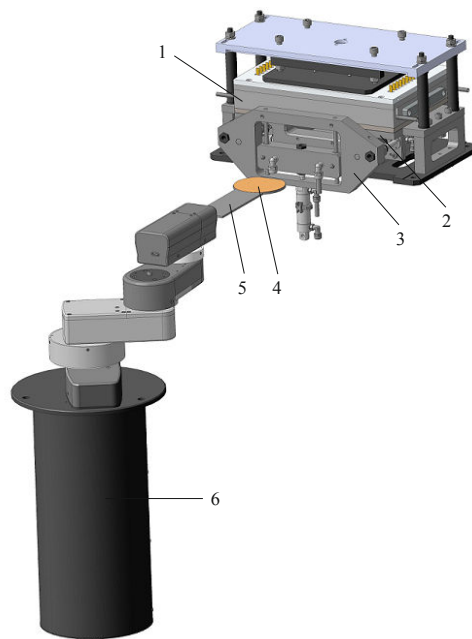


Рис. 3. Загрузка полупроводниковой пластины роботизированным комплексом в камеру отжига установки быстрой термообработки: 1 – блок нагрева, 2 – камера отжига, 3 – затвор, 4 – полупроводниковая пластина, 5 – подложкодержатель, 6 – робот-манипулятор

С целью создания в камере необходимой газовой среды установка обеспечена модулем подготовки и подачи через общий коллектор следующих газов:

- азот ( $N_2$ ) – 10 л/мин;
- аммиак ( $NH_3$ ) – 5 л/мин;
- хлористый водород ( $HCl$ ) – 0,2 л/мин;
- аргон ( $Ar$ ) – 10 л/мин;
- кислород ( $O_2$ ) – 10 л/мин;
- формовочный газ (10%  $H_2$  и 90%  $Ar$ ) – 10 л/мин.

Кроме того, установка имеет возможность проведения обработки в вакууме за счет наличия в ней безмасленного средства откачки до 1,33 Па со скоростью не более 0,02 Па/с.

Текущий контроль температуры отжигаемой пластины осуществляется с помощью пирометра «Термоскоп-600-1С» и платино-родиевой термопары ТП-0188/2-1-ПП(S), расположенных по центру и по краю пластины (в нерабочей её части на расстоянии 3,0 мм) соответственно. Для обеспечения надежности и получения достоверных результатов при измерении температуры реализована двухшаговая технология настройки модулей контроля:

- оценка и регулирование равномерности излучения ламп нагрева КГТ;
- калибровка пирометра в установке БТО.

Все управление процессом нагрева и охлаждения полупроводниковых структур осуществляется с помощью компьютерной системы, обеспечивающей:

- программирование необходимого шага, длительности шага, состояния вкл/выкл дискретных выходов (вкл/выкл насоса, вакуумного затвора, клапанов), аналоговых входов (расход газов, температура, скорость нагрева), сохранение программы (программ);
- работу в автоматическом режиме;
- работу с помощью управляющего компьютера;

- индикацию состояния установки на мнемосхеме на экране дисплея;
- возможность работы в ручном (пошаговом) режиме через управляющий компьютер.

В целом установка позволяет проводить термообработку кремниевых пластин диаметром 100 мм в диапазоне температур 100÷1200 °С с дискретностью ее набора 1,0 °С. Скорость нагрева до заданной температуры регулируется от 10 до 150 °С/с с дискретностью до 5 °С/с, а длительность светового импульса изменяется от 0,1 до 100 с с дискретностью 0,1 с.

С помощью ПИД-регулятора имеется возможность пошагово программировать процесс быстрой термообработки, а именно, задавать рост температуры с требуемой скоростью до заданного значения и выдерживать ее в течение 0÷600 с, т.е. обеспечивать создание температурных полок. В ходе одного цикла нагрева можно формировать до шести температурных полок.

Общий вид разработанной установки представлен на рис. 4, а ее основные технические характеристики приведены в таблице.

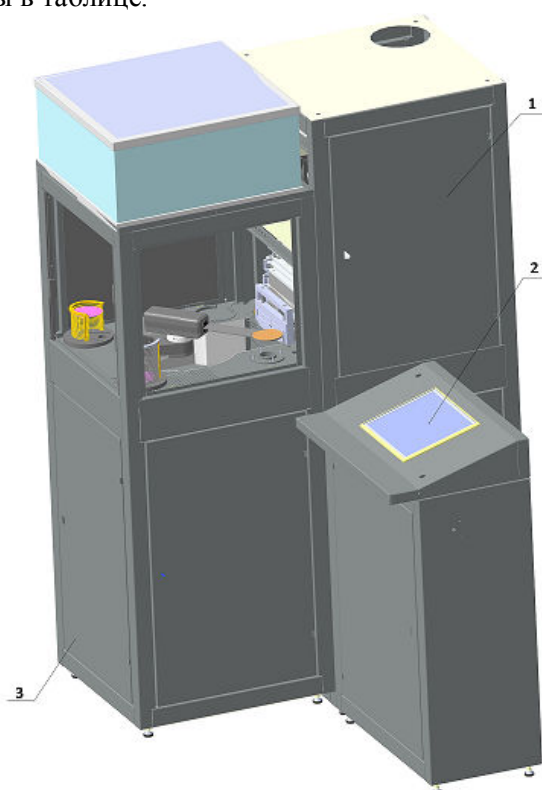


Рис. 4. Общий вид установки быстрой термообработки:  
1 – стойка реактора, 2 – стойка управления, 3 – стойка робота-манипулятора

#### Основные характеристики установки быстрой термообработки

Наименование параметра	Единица измерения	Значение параметра
Количество одновременно обрабатываемых пластин	шт.	1
Количество галогенных ламп в секции	шт.	12
Диаметр обрабатываемых пластин	мм	100
Загрузка кассетная. Количество пластин	шт.	25
Кинематическая производительность	пл./ч	не менее 60
Диапазон нагрева	°С	100–1200
Скорость нагрева	°С/с	10–150
Длительность импульса	с	0,1–600
Дискретность задания скорости нагрева	°С/с	5
Количество температурных полочек	шт.	6
Длительность выдержки на температурной полочке	с	0–600
Точность поддержания температуры	%	0,1
Предельный вакуум	Па	1,33
Скорость откачки	Па/с	0,02
Количество каналов газовой системы (N <sub>2</sub> , NH <sub>3</sub> , HCl, Ar, O <sub>2</sub> , формовочный газ)	шт.	6
Электропитание трехфазное	В	400

## Заклучение

Разработана автоматическая установка поштучной быстрой термообработки кремниевых пластин диаметром 100 мм световыми импульсами длительностью от 0,1 до 600 с как в контролируемой среде ( $N_2$ ,  $NH_3$ ,  $HCl$ ,  $Ar$ ,  $O_2$  формовочный газ 10 %  $H_2$  и 90 %  $Ar$ ), так и в вакууме ( $\sim 1,33$  Па), обеспечивающая нагрев до 1200 °С со скоростью набора температуры 10–150 °С/с при неравномерности нагрева по площади пластины 0,4 %. Производительность установки с учетом загрузки пластины, создания вакуума в камере, напуска в камеру требуемого газа, термообработки по заданной программе и выгрузки составляет  $\leq 60$  пл./ч.

## Список литературы

1. Оборудование для импульсной термообработки материалов полупроводниковой электроники интенсивным некогерентным светом / В.Е. Борисенко [и др.] // Зарубежная электронная техника. 1985. № 6. С. 45–65.
2. Hebb J., Shajii A., Flynn M. Furnace-based rapid thermal proc // Solid State Technology. 2000. № 10. P. 155–164.
3. Оборудование для быстрой термообработки (БТО) в технологии создания СБИС / Я.И. Точицкий [и др.] // Вестник БГУ. Сер. 1. 2000. № 1 С. 33–37.
4. Установка импульсного отжига кремниевых пластин / Л.Д. Буйко [и др.] // Электронная техника. Сер. 7. 1986. Вып. 6. С.41–43.
5. Оценка равномерности облучения полупроводниковых пластин в камере установки БТО / В.А. Пилипенко [и др.] // Вестник БГУ. Сер. 1. 2013. № 1. С. 34–37.

## References

1. Equipment for the pulse thermal treatment of materials of the semiconductor electronics with the intense non-coherent light / V.E. Borisenko [i dr.] // Zarubezhnaja jelektronnaja tehnika. 1985. № 6. S. 45–65.
2. Hebb J., Shajii A., Flynn M. Furnace-based rapid thermal proc // Solid State Technology. 2000. № 10. P. 155–164.
3. Equipment of the rapid thermal treatment in the technology of VLSI creation / Ja.I. Tochickij [i dr.] // Vestnik BGU. Ser. 1. 2000. № 1 S. 33–37.
4. Unit for the pulse annealing of the silicon wafers / L.D. Bujko [i dr.] // Jelektronnaja tehnika. Ser. 7. 1986. Вып. 6. S. 41–43.
5. Evaluation of the irradiation uniformity of the semiconductor wafers in the chamber of the rapid thermal treatment unit / V.A. Pilipenko [i dr.] // Vestnik BGU. Ser. 1. 2013. № 1. S. 34–37.

## Сведения об авторах

Солодуха В.А., к.т.н., генеральный директор ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга ОАО «ИНТЕГРАЛ».

Пилипенко В.А., д.т.н., профессор, член-корреспондент НАН Беларуси, заместитель директора по научному развитию ГЦ «Белмикрoанализ» ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ».

Яковлев В.П., к.т.н., директор ООО «Перспективные инновационные технологии».

## Information about the authors

Saladukha V.A., PhD, general manager of JSC «INTEGRAL» – holding managing company «INTEGRAL».

Pilipenko U.A., D.Sci, professor, corresponding member of the National academy of sciences of Belarus, deputy director of science development of state center «Belmicroanalysis» of JSC «INTEGRAL» – holding managing company «INTEGRAL».

Yakovlev V.P., PhD, head of LLC «Prospective innovation technologies».

## Адрес для корреспонденции

220108, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. Казинца, 121А  
ОАО «ИНТЕГРАЛ» –  
управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»  
тел. +375-17-212-37-41;  
e-mail: office@bms.by  
Пилипенко Владимир Александрович.

## Address for correspondence

220108, Republic of Belarus,  
Minsk, Kazintsa st., 121A  
JSC «INTEGRAL» –  
holding managing company «INTEGRAL»  
tel. +375-17-212-37-41;  
e-mail: office@bms.by  
Pilipenko Uladzimir Aleksandrovich

## КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 621.317.3

### ГЕНЕРАТОРЫ КАЧАЮЩЕЙСЯ ЧАСТОТЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН С УМНОЖЕНИЕМ ЧАСТОТЫ

А.В. ГУСИНСКИЙ<sup>1</sup>, Д.А. КОНДРАШОВ<sup>1</sup>, А.С. ВОЛЫНЕЦ<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

<sup>2</sup>РУП «Белорусский государственный институт метрологии», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 14 декабря 2018

**Аннотация.** Приведена структура построения твердотельных генераторов качающейся частоты в отдельных поддиапазонах миллиметрового диапазона длин волн. Кроме того, предложены принципы реализации генерации сигналов в широком спектре диапазонов частот.

**Ключевые слова:** миллиметровый диапазон длин волн, генератор качающейся частоты, множитель частоты, широкий спектр диапазонов частот.

**Abstract.** The structure of the construction of solid-state oscillating frequency oscillators in individual subranges of the millimeter wavelength range is given. In addition, the proposed principles for implementing the generation of signals in a wide range of frequency bands.

**Keywords:** millimeter wavelength range, oscillating frequency generator, frequency multiplier, a wide range of frequency ranges.

**Doklady BGUIR. 2019, Vol. 121, No. 3, pp. 98-102**  
**Generators shooting frequency of millimeter range**  
**of wave length with multiplication of frequency**  
**A.V. Gusinsky, D.A. Kondrashov, A.S. Volynets**

Анализ показывает [1–4], что генераторы качающейся частоты (ГКЧ) с прямой генерацией сигналов в миллиметровом диапазоне длин волн (МДДВ) имеют свои достоинства и недостатки:

– электровакуумные ГКЧ с использованием ламп обратной волны обеспечивают относительно высокий уровень выходной мощности СВЧ сигналов, широкий диапазон перестройки частоты, низкий уровень флуктуаций, но недостаточно высокие точность установки и стабильность частоты (особенно долговременную);

– твердотельные ГКЧ с использованием диодов Ганна, лавинно-пролетных диодов, биполярных и полевых транзисторов и т. п., напротив, обеспечивают гораздо более высокую точность установки и стабильность частоты, но имеют относительно низкий уровень выходной мощности СВЧ сигналов, ограниченные диапазоны перестройки частоты, значительный уровень флуктуаций СВЧ сигналов.

ГКЧ с умножением частоты позволяют добиваться высокой стабильности и точности установки частоты, но являются очень сложными и дорогостоящими. Кроме того, уровень флуктуаций в таких ГКЧ достаточно высокий. Для генерации сигналов в отдельных поддиапазонах МДДВ авторами была предложена структура ГКЧ, которая объединяет преимущества обоих вариантов построения и в то же время отличается простыми схемой управления и СВЧ измерительным трактом (ИТ). Для примера [5] на рис. 1 приведена



структурная схема ГКЧ в диапазоне частот 25,86–37,5 ГГц. Железо-ирридиевый генератор (ЖИГ) вырабатывает СВЧ сигнал в диапазоне 8–12,5 ГГц. Вентили В1 и В2 обеспечивают согласование и развязку между элементами СВЧ ИТ. Часть СВЧ сигнала ответвляется с помощью направленного ответвителя (НО), и после предварительного деления частоты сигнала на 8 делителем частоты ДЧ1 (формируется СВЧ сигнал в диапазоне частот 1–1,6 ГГц) сигнал поступает на основной делатель частоты для формирования сигнала с частотой сравнения (в данном случае 66,6 кГц), В свою очередь термокомпенсированный кварцевый генератор КГ формирует сигнал опорной частоты, который после деления подается на фазовый дискриминатор ФД. Полученный сигнал сравнения формируется, а затем подается на схему управления ЖИГ. Таким образом, генератор работает в кольце фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). В СВЧ ИТ находится модулятор М, который обеспечивает амплитудно-импульсную модуляцию сигнала. Далее, сигнал, частота которого изменяется в диапазоне 8–12,5 ГГц, подвергается усилению усилителем мощности УМ1, а затем с помощью умножителя частоты УЧ из него выделяется третья гармоника, которая усиливается в диапазоне частот 25,86–37,5 ГГц усилителем мощности УМ2.

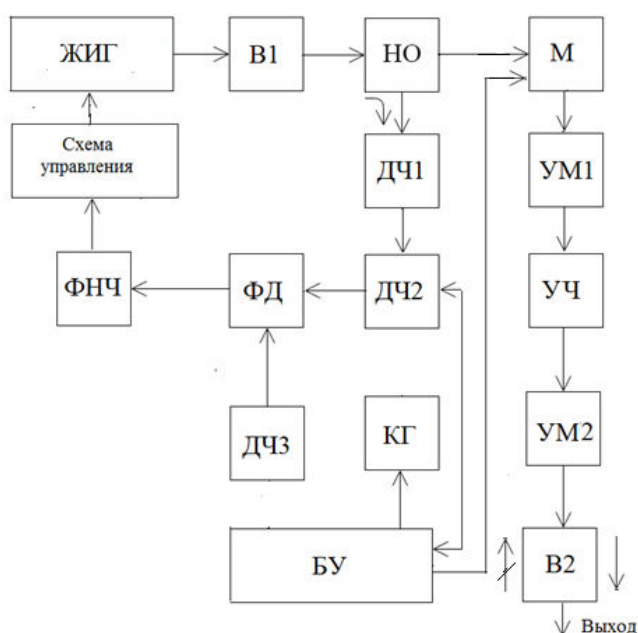


Рис. 1. Структурная схема генератора качающейся частоты в диапазоне 25,86–37,5 ГГц

Генератор построен с использованием разработанного микропроцессорного блока управления БУ, который обеспечивает управление частотой сигналов как с помощью двух встроенных высокоточных цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), так и подключая дополнительные устройства, такие как синтезаторы ФАПЧ. При этом обеспечиваются следующие функции ГКЧ:

- управление генератором с клавиатуры;
- качание частоты с периодами от 50 мс до 40 с;
- стандартное количество точек при качании частоты (256 и 401) и возможность задавать произвольное количество точек (до 512 точек);
- функции самодиагностики (контроль напряжений питания, генерируемой частоты сигналов, исправности компонентов и целостности данных);
- присутствие всех сигналов, необходимых для работы ГКЧ в составе ВАЦ и САЦ;
- управление с помощью ЦАП при использовании индивидуальных таблиц для линеаризации характеристик частоты и выходной мощности.

Приведенная структура реализуется для всех остальных частотных диапазонов МДДВ. Универсальным элементом структуры является микропроцессорный блок управления БУ.

Необходимый поддиапазон частот обеспечивается за счет использования соответствующей комбинации УЧ [6, 7].

Как уже указывалось, часто в практических случаях возникает необходимость в широком спектре диапазонов частот генерируемых сигналов. Известны различные принципы построения структур таких генераторов [8–10]: широкодиапазонный генератор, состоящий из опорного генератора, формирующего несколько значений фиксированных опорных частот, устройство коммутации сигнала опорных частот, ряд последовательно включенных блоков, определяющих поддиапазоны частот сигналов и состоящих из смесителей, полосовых фильтров, делителей частоты с фиксированными коэффициентами деления; широкополосный генератор, содержащий перестраиваемый по частоте источник сигнала, формирователь сигналов управления и ряд блоков расширения диапазона перестройки частоты, причем каждый из блоков содержит преобразователь частоты, состоящий из смесителя и гетеродина, полосового фильтра, делителя частоты с переключаемым коэффициентом деления, при этом вход каждого последующего блока соединен с выходом предыдущего.

К недостаткам вышеприведенных структур генераторов можно отнести сравнительно узкую полосу перестройки частоты генерируемого сигнала, необходимость большого количества блоков для получения малого шага перестройки частоты, т. е. сложность конструкции. Авторами была предложена структура построения генератора [11], в котором алгоритм расширения диапазона перестройки частоты заключается в использовании одинаковых по составу блоков расширения. В блоки расширения входят фиксированные УЧ на 2, что позволяет реализовать в одном генераторе возможность формирования сигналов в широком спектре диапазонов частот. При этом блоки соединены так, что входы каждого последующего блока расширения соединены с выходами предыдущего блока расширения. Генератор содержит термостатированный высокостабильный по частоте синтезатор (СЧ1) на базе кварцевого резонатора в диапазоне частот 0,01–5 ГГц с шагом, задаваемым сигналом управления формирователя ФСУ.

Сигнал 0,01–5 ГГц усиливается усилителем У1 и через управляемый ключ К1 поступает на выход 0,01–5 ГГц генератора. При работе в других диапазонах частот управляющий ключ К1 закрыт при подаче соответствующего сигнала формирователя сигналов управления ФСУ. Первый блок расширения 5–20 ГГц, который является опорным, также содержит синтезатор СЧ2, усилитель У2 и ключ К2, выполняющие те же функции, что и соответствующие узлы в источнике сигнала 0,01–5 ГГц. Использование делителя частоты ДЧ с переключаемым коэффициентом деления позволяет обеспечить малое значение шага перестройки частоты, что повышает точность установки частоты во всем спектре диапазонов частот генератора. Кроме того, в первом блоке используется управляемый фазовращатель ФВ, обеспечивающий высокую стабильность по фазе выходного сигнала первого блока расширения.

Учитывая, что все блоки расширения, начиная со второго, имеют одинаковый состав, рассмотрим работу генератора на примере второго блока расширения 20–40 ГГц. Этот блок содержит умножитель частоты на 2 УЧ1, а также управляемые усилитель У3 и ключ К3, выполняющие те же функции, что и соответствующие узлы в источнике сигнала 0,01–5 ГГц. Кроме того, блок содержит балансный смеситель БС1, в котором происходит взаимодействие выходного сигнала блока и второй гармоники выходного сигнала первого блока расширения. При этом на первом выходе балансного смесителя БС1 фильтром верхних частот ФВЧ выделяется высокочастотный сигнал, уровень которого пропорционален уровню мощности выходного сигнала второго блока расширения 20–40 ГГц. Этот сигнал детектируется амплитудным детектором АД и после усиления первым усилителем постоянного тока УПТ1 поступает на вход управления усилителя У3, обеспечивая повышение стабильности уровня мощности второго блока расширения 20–40 ГГц. С другой стороны, на втором выходе балансного смесителя БС1 формируется сигнал, постоянная составляющая которого пропорциональна разности фаз сигналов на входах балансного смесителя БС1. Сигнал после усиления вторым усилителем постоянного тока УПТ2 через мультиплексор Мп поступает на вход управления фазовращателя ФВ, тем самым обеспечивая уменьшение флуктуаций фазы.

В качестве фазовращателя ФВ используется фазовращатель на варакторных диодах в микрополосковом исполнении. В качестве балансных смесителей блоков расширения используются смесители на базе диодного моста, выполненные на базе волноводной или

микрорешетчатой структуры. Разделение мощности реализуется с помощью разделителей, выполненных в резистивном, коаксиальном, волноводном, микрорешетчатом исполнении.

Выбор диапазона частот осуществляется формирователем ФСУ, который формирует сигналы управления ключами генератора и мультиплексором Мп, осуществляющим выбор сигнала управления фазой для соответствующего блока расширения.

### Заключение

В отдельных поддиапазонах МДДВ структурная схема ГКЧ отличается наличием комбинации умножителей частоты, при этом универсальным элементом структуры является микропроцессорный блок управления. В ГКЧ с широким спектром диапазонов частот реализуются:

– алгоритм расширения диапазона перестройки частоты, заключающийся в использовании одинаковых по составу блоков расширения, в которые входят умножители частоты на 2, позволяет получить в одном генераторе возможность формирования сигналов в широком спектре диапазонов частот (метровом, дециметровом, сантиметровом, миллиметровом);

– формирование стабильных по уровню сигналов с малыми флуктуациями фазы обеспечивается за счет использования балансных смесителей в блоках расширения.

### Список литературы

1. Дьяконов В.П. Генерация и генераторы сигналов. М.: ДМК Пресс. 2009. 384 с.
2. Измерения в электронике: справ. / В.А.Кузнецов [и др.]. М.: Энергоатомиздат, 1987. 512 с.
3. Иващенко П.А. Измерения на сверхвысоких частотах. М.: ВИМС, 1993. 114 с.
4. Царапкин Д.П. Генераторы СВЧ на диодах Ганна. М.: Радио и связь, 1982. 108 с.
5. Ворошень А.В., Гусинский А.В. Синтезатор частоты 8-миллиметрового диапазона длин волн // Материалы XIV МНТК «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, сентябрь 2004 г. С. 633–634.
6. Разработка и метрологическое обеспечение измерительной аппаратуры в миллиметровом диапазоне длин волн / А.В. Гусинский [и др.] // Докл. БГУИР. 2004. № 2 (6). С. 195–203.
7. Ворошень А.В., Гусинский А.В. Ряд СВЧ синтезаторов качающейся частоты миллиметрового СВЧ диапазона длин волн // Материалы II МНТК по военно-техническим проблемам, проблемам обороны и безопасности, использованию технологий двойного применения. Минск, май 2005 г. С. 98–99.
8. Шапиро Д.Н., Паин А.А. Основы теории синтеза частот. М.: Радио и связь, 1981. С. 102–111.
9. Цифровой синтезатор частот: пат. 2143173 Рос. Федер. / И.В. Рябов, В.И. Рябов; опубл. 20.12.1999.
10. Синтезатор частот: пат. 2423784 Рос. Федер. / П.Г. Япрынец; опубл. 10.07.2011.
11. Широкодиапазонный генератор сигналов: заявка на патент на изобретение № 201800288 Респ. Беларусь // А.В. Гусинский, А.В. Ворошень, С.М. Лапшин, Д.А. Кондрашов, А.С. Вольнец, А.М. Кострикин; уведомление о начале формальной экспертизы от 05.07.2018.

### References

1. D'jakonov V.P. Generacija i generatori signalov. M.: DMK Press. 2009. 384 s. (in Russ.)
2. Izmerenija v jelektronike: sprav. / V.A.Kuznecov [i dr.]. M.: Jenergoatomizdat, 1987. 512 s. (in Russ.)
3. Ivashhenko P.A. Izmerenija na svervysokih chastotah. M.: VIMS, 1993. 114 s. (in Russ.)
4. Carapkin D.P. Generatori SVCh na diodah Ganna. M.: Radio i svjaz', 1982. 108 s. (in Russ.)
5. Voroshen' A.V., Gusinskij A.V. Sintezator chastoty 8-millimetrovogo diapazona dlin voln // Materialy XIV MNTK «SVCh tehnika i telekommunikacionnye tehnologii». Sevastopol', sentjabr' 2004 g. S. 633–634. (in Russ.)
6. Razrabotka i metrologicheskoe obespechenie izmeritel'noj apparatury v millimetrovom diapazone dlin voln / A.V. Gusinskij [i dr.] // Dokl. BGUIR. 2004. № 2 (6). S. 195–203. (in Russ.)
7. Voroshen' A.V., Gusinskij A.V. Rjad SVCh sintezatorov kachajushhejsja chastoty millimetrovogo SVCh diapazona dlin voln // Materialy II MNTK po voenno-tehnicheskim problemam, problemam oborony i bezopasnosti, ispol'zovaniju tehnologii dvojnogo primenenija. Minsk, maj 2005 g. S. 98–99. (in Russ.)
8. Shapiro D.N., Pain A.A. Osnovy teorii sinteza chastot. M.: Radio i svjaz', 1981. S. 102–111. (in Russ.)
9. Cifrovoj sintezator chastot: pat. 2143173 Ros. Feder. / I.V. Rjabov, V.I. Rjabov; opubl. 20.12.1999. (in Russ.)
10. Sintezator chastot: pat. 2423784 Ros. Feder. / P.G. Japryncev; opubl. 10.07.2011. (in Russ.)
11. Shirokodiapazonnyj generator signalov: zajavka na patent na izobretenie № 201800288 Resp. Belarus' // A.V. Gusinskij, A.V. Voroshen', S.M. Lapshin, D.A. Kondrashov, A.S. Voly nec, A.M. Kostrikin; uvedomlenie o nachale formal'noj jekspertizy ot 05.07.2018. (in Russ.)

#### **Сведения об авторах**

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

Кондрашов Д.А., с.н.с. Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Волынец А.С., начальник сектора радиоэлектронных измерений РУП «БелГИМ».

#### **Адрес для корреспонденции**

220013, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. П. Бровка, 6,  
Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники  
Тел. +375-17-293-84-42;  
e-mail: avggus@mail.ru  
Гусинский Александр Владимирович

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

Gusinsky A.V., PhD, associate professor, head of Center 1.9 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Kondrashov D.A, senior researcher of Center 1.9 of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Volynets A.S., head of radioelectronic measurement sector of RUE «BelGIM».

#### **Address for correspondence**

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka st., 6,  
Belarusian state university  
of informatics and radioelectronics  
tel. +375-17-293-84-42;  
e-mail: avggus@mail.ru  
Gusinsky Alexander Vladimirovich

## 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).

