

---

---

# ДОКЛАДЫ БГУИР

---

---

Выходит два раза в квартал

Научный журнал издается с января 2003 года

*Журнал зарегистрирован в Министерстве информации Республики Беларусь,  
свидетельство о регистрации № 1087 от 23.01.2010*

Входит в Перечень научных изданий Республики Беларусь  
для опубликования результатов диссертационных исследований,  
включен в базу данных Российского индекса научного цитирования (РИНЦ)

**Главный редактор**

**Вадим Анатольевич Богуш**

Ректор Белорусского государственного университета  
информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

**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, Ю.В. Писецкий, А.С. Сигов, М.М. Татур**

**Редакционный совет:**

**И.И. Абрамов, В.Е. Агабеков, И.С. Азаров, В.В. Баранов, А.И. Белоус,**

**И.В. Боднар, 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, В.А. Куренев,**

**В.И. Курмашев, Н.И. Листопад, В.Е. Матюшков, 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, Республика Беларусь

Телефон редакции: +375 17 293-88-41

[www.doklady.bsuir.by](http://www.doklady.bsuir.by); [doklady@bsuir.by](mailto:doklady@bsuir.by)

## СОДЕРЖАНИЕ

*ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА*

<b>Римский Г. С., Федосюк В. М., Руткаускас А. В., Дюжева-Мальцева Е. В., Туан Ань Чан, Нгок Тоан Данг.</b> Особенности кристаллической структуры и магнитных характеристик твердых растворов систем $Ni_{1-x}M_xMnSb$ ( $M = Fe, Co$ ).....	5
<b>Юник А. Д., Соловьёв Я. А.</b> Влияние условий быстрого термического отжига на величину удельного сопротивления омических контактов металлизации Ti/Al/Ni/Au к гетероструктуре GaN/AlGaIn .....	14

Гульпа Д. Ю., Кузьмар И. И., Кушнер Л. К. Нестационарный электролиз сплава олово-медь .....	21
Ayad H. The Technique for Manufacturing Flexible Electromagnetic Shields Based on Resistive Materials .....	28
Емельянов В. А., Шершнев Е. Б., Никитюк Ю. В., Соколов С. И., Аушев И. Ю. Оптимизация параметров двухлучевой лазерной очистки кварцевого сырья .....	34
Овсянников А. В., Козел В. М. Гистограммный фильтр с настройкой параметра сглаживания .....	42
Saad H. Kh., Loban M. A. Spoofing's Selection and Compensation in the Global Navigation Satellite System Consumer Navigation Equipment with Multi-Channel Antenna System.....	51
Янцевич М. А., Филиппович Г. А. Согласование патч-антенны с кросс-поляризацией для геолокации .....	59
Захаров И. А., Карманова О. А., Гусинский А. В., Касперович М. М., Булавко Д. Г., Кузюков А. Н., Лисов Д. А., Шевалдина Ю. В. Элемент согласования волноводной линии передачи с диодом.....	67
Бачило В. В., Дравица В. И., Листопад Н. И. Сравнительный анализ возможностей протоколов IPv6 и IPv4 для обеспечения заданного качества обслуживания .....	75
Дмитренко А. А., Седышев С. Ю. Вычисление пространственных координат целей в угломерно-разностно-дальномерных комплексах пассивной локации численными итерационными методами .....	84
Кураев А. А., Матвеев В. В. Электрически перестраиваемые гироселитроны со скрещенными полями .....	92
Приложение. Поздравление профессору Кураеву Александру Александровичу.....	99

Ответственный секретарь редакции Т. В. Мироненко  
Корректурa И. Н. Зюзикова  
Верстка А. Л. Потеев

---

Подписано в печать 21.12.2022. Формат 60×84 1/8. Бумага офисная. Печать цифровая.  
Усл. печ. л. 11,86. Уч.-изд. л. 9,8. Тираж 85 экз. Заказ 241.  
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 24.12.2020. 220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6.

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2022

---

---

# DOKLADY BGUIR

---

---

**Published twice quarterly**

The journal is being published since January, 2003

*The journal was registered on January 23, 2010 by the Ministry of Information of the Republic of Belarus in the State Registry of Mass Media, reg. No. 1087.*

The journal included in the List of Scientific Editions for Publication of the Results of Dissertation Researches in the Republic of Belarus and in the Database of Russian Science Citation Index (RSCI)

**Chief Editor**

**Vadim Anatol'evich Bogush**

Rector of the Belarusian State University  
of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Editor office address: P. Brovka St., 6, off. 326,  
Minsk, 220013, Republic of Belarus  
Editor office phone number: +375 17 293-88-41  
[www.doklady.bsuir.by](http://www.doklady.bsuir.by); [doklady@bsuir.by](mailto:doklady@bsuir.by)

## CONTENTS

<b>Rymski G. S., Fedosyuk V. M., Rutkauskas A. V., Duzeva-Maltseva E. V., Tuan Anh Tran, Ngoc Toan Dang.</b> Features of the Crystal Structure and Magnetic Characteristics of the Solid Solutions $Ni_{1-x}M_xMnSb$ ( $M = Fe, Co$ ) Systems .....	5
<b>Yunik A. D., Solovjov J. A.</b> Effect of Rapid Thermal Annealing Conditions on the Specific Resistance of the Ohmic Contacts of Ti/Al/Ni/Au Metallization to the GaN/AlGaN Heterostructure .....	14
<b>Gulpa D. Y., Kuzmar I. I., Kushner L. K.</b> Non-Stationary Electrolysis of a Tin-Copper Alloy....	21
<b>Ayad H.</b> The Technique for Manufacturing Flexible Electromagnetic Shields Based on Resistive Materials .....	28
<b>Emelyanov V. A., Shershnev E. B., Nikitjuk Y. V., Sokolov S. I., Aushev I. Y.</b> Optimization of Parameters of Two-Beam Laser Twelding of Quartz Raw Materials .....	34
<b>Ausiannikau A. V., Kozel V. M.</b> Histogram Filter with Smoothing Parameter Setting .....	42
<b>Saad H. Kh., Loban M. A.</b> Spoofing's Selection and Compensation in the Global Navigation Satellite System Consumer Navigation Equipment with Multi-Channel Antenna System.....	51
<b>Yantsevich M. A., Filipovich G. A.</b> Broadband Matching of Patch-Antenna for Geolocation.....	59
<b>Zakharov I. A., Karmanova O. A., Gusinsky A. V., Kasperovich M. M., Bulavko D. G., Kuzyukov A. N., Lisov D. A., Shevaldina Y. V.</b> Element for Matching a Waveguide Transmission Line with a Diode.....	67

<b>Bachilo V. V., Dravitsa V. I., Listopad N. I.</b> Comparative Analysis of the Capabilities of IPv6 and IPv4 Protocols to Provide the Designated Quality of Service .....	75
<b>Dmitrenko A. A., Sedyshev S. Y.</b> Targets Spatial Coordinates Calculation in Angle-Difference-Rangefinder Passive Location Complexes by Numerical Iterative Methods .....	84
<b>Kurayev A. A., Matveyenka V. V.</b> Electrically Tunable Gyrohelitrons with Crossed Fields .....	92
<b>Application.</b> Congratulations to Professor Kurayev Alexander Alexandrovich .....	99



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-5-13>

Оригинальная статья  
Original paper

УДК 537.311.3:537.322.1

## ОСОБЕННОСТИ КРИСТАЛЛИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ И МАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТВЕРДЫХ РАСТВОРОВ СИСТЕМ $Ni_{1-x}M_xMnSb$ ( $M = Fe, Co$ )

Г. С. РИМСКИЙ<sup>1</sup>, В. М. ФЕДОСЮК<sup>1</sup>, А. В. РУТКАУСКАС<sup>2</sup>,

Е. В. ДЮЖЕВА-МАЛЬЦЕВА<sup>3</sup>, ТУАН АНЬ ЧАН<sup>4</sup>, НГОК ТОАН ДАНГ<sup>5</sup>

<sup>1</sup>ГО «Научно-практический центр Национальной академии наук Беларуси по материаловедению»  
(г. Минск, Республика Беларусь)

<sup>2</sup>Объединенный институт ядерных исследований (г. Дубна, Российская Федерация)

<sup>3</sup>Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт» (г. Москва, Российская Федерация)

<sup>4</sup>Технологический и образовательный университет Хошимина (г. Хошимин, Вьетнам)

<sup>5</sup>Университет Дуй Тан (г. Дананг, Вьетнам)

Поступила в редакцию 20.10.2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022  
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

**Аннотация.** Представлены результаты исследования влияния на кристаллическую структуру и магнитные свойства соединений на основе  $NiMnSb$  при замещении катионов  $Ni$  на катионы  $Fe$  и  $Co$ . Твердые растворы систем  $Ni_{1-x}M_xMnSb$  ( $M = Fe, Co$ ) синтезированы методом твердофазных реакций. С помощью рентгеноструктурного анализа установлено наличие концентрационного структурного перехода. Пондеромоторным методом обнаружено, что температуры фазового превращения «магнитный порядок – магнитный беспорядок» снижаются по мере замещения никеля железом и кобальтом. Полевые зависимости удельной намагниченности демонстрируют типичное поведение магнитомягкого ферромагнетика. Приведены результаты эксперимента по изучению кристаллической и магнитной структуры твердых растворов систем  $Ni_{0,90}M_{0,10}MnSb$  ( $M = Fe, Co$ ) с помощью дифракции тепловых нейтронов в интервале температур (3–300) К. Обнаружено, что исследуемые составы обладают ферромагнитным упорядочением вдоль оси  $c$ . На спектрах твердых растворов  $Ni_{0,90}Co_{0,10}MnSb$  в области  $2\theta = 28,6^\circ$  наблюдается появление рефлекса, указывающего на формирование антиферромагнитного упорядочения. В рамках теории функционала плотности проведен *ab initio* расчет магнитных моментов для  $Ni_{1-x}M_xMnSb$  ( $M = Fe, Co; x = 0; 0,125; 0,250$ ). Результаты теоретических расчетов предсказывают существование магнитных моментов у ионов  $Fe$  и  $Co$ , и они антиферромагнитно связаны со спинами ионов  $Mn$  и  $Ni$ .

**Ключевые слова:** интерметаллиды, рентгеновская дифракция, намагниченность, дифракция нейтронов, кристаллическая и магнитная структуры, *ab initio* расчет.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Благодарность.** Работа выполнена в рамках совместного гранта «БРФФИ-РФФИ М-2021» (грант № T21PM-029 и № 20-52-04003 Бел\_мол\_a).

**Для цитирования.** Особенности кристаллической структуры и магнитных характеристик твердых растворов систем  $Ni_{1-x}M_xMnSb$  ( $M = Fe, Co$ ) / Г. С. Римский [и др.] // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 8. С. 5–13.  
<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-5-13>.

## FEATURES OF THE CRYSTAL STRUCTURE AND MAGNETIC CHARACTERISTICS OF THE SOLID SOLUTIONS $\text{Ni}_{1-x}\text{M}_x\text{MnSb}$ (M = Fe, Co) SYSTEMS

GREGORY S. RYMSKI<sup>1</sup>, VALERI M. FEDOSYUK<sup>1</sup>, ANTON V. RUTKAUSKAS<sup>2</sup>, ELENA V. DUZEVA-MALTSEVA<sup>3</sup>, TUAN ANH TRAN<sup>4</sup>, NGOC TOAN DANG<sup>5</sup>

<sup>1</sup>SSPA “Scientific-Practical Materials Research Center of National Academy of Sciences of Belarus” (Minsk, Republic of Belarus)

<sup>2</sup>Joint Institute for Nuclear Research (Dubna, Russian Federation)

<sup>3</sup>National Research Center “Kurchatov Institute” (Moscow, Russian Federation)

<sup>4</sup>Ho Chi Minh City University of Technology and Education (Ho Chi Minh, Vietnam)

<sup>5</sup>Duy Tan University (Danang, Vietnam)

Submitted 20.10.2022

**Abstract.** The results of studying the effect on the crystal structure and magnetic properties of compounds based on NiMnSb when Ni cations are replaced by Fe and Co cations are presented. The solid solution  $\text{Ni}_{1-x}\text{M}_x\text{MnSb}$  (M = Fe, Co) systems were synthesized by the method of solid-phase reactions. With the help of X-ray diffraction analysis, the presence of a concentration structural transition was established. Using the ponderomotive method, it was found that the temperatures of the “magnetic order – magnetic disorder” phase transformation decrease as nickel is replaced by iron and cobalt. The field dependences of the specific magnetization demonstrate the typical behavior of a magnetically soft ferromagnet. The results of an experiment on the study of the crystal and magnetic structure of solid solutions of the  $\text{Ni}_{0.90}\text{M}_{0.10}\text{MnSb}$  (M = Fe, Co) systems using thermal neutron diffraction in the temperature range of  $\sim(3-300)$  K are presented. It is found that the studied compositions exhibit ferromagnetic ordering along the *c* axis. On the spectra of  $\text{Ni}_{0.90}\text{Co}_{0.10}\text{MnSb}$  solid solutions in the region of  $2\Theta = 28.6^\circ$  the appearance of a reflection indicating the formation of antiferromagnetic ordering is observed. Within the framework of the density functional theory, an *ab initio* calculation of the magnetic moments for  $\text{Ni}_{1-x}\text{M}_x\text{MnSb}$  (M = Fe, Co;  $x = 0; 0.125; 0.250$ ) was carried out. The results of theoretical calculations predict the existence of magnetic moments for Fe and Co ions, and they are antiferromagnetically coupled to the spins of Mn and Ni ions.

**Keywords:** intermetallics, potential diffraction, magnetization, neutron diffraction, crystal and magnetic structures, *ab initio* calculation.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflict of interests.

**Gratitude.** The work was carried out within the framework of a joint grant “BRFFR-RFBR M-2021” (grant No T21RM-029 and No 20-52-04003 Bel\_mol\_a).

**For citation.** Rymski G. S., Fedosyuk V. M., Rutkauskas A. V., Duzeva-Maltseva E. V., Tuan Anh Tran, Ngoc Toan Dang (2022) Features of the Crystal Structure and Magnetic Characteristics of the Solid Solutions  $\text{Ni}_{1-x}\text{M}_x\text{MnSb}$  (M = Fe, Co) Systems. *Doklady BGUIR*. 20 (8), 5–13. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-5-13> (in Russian).

### Введение

Поиск материалов для спинтроники является одной из актуальных задач физики конденсированного состояния. Спинтроника – область современной электроники, использующая как заряд, так и спин электрона, может предложить новое поколение устройств, сочетающих в себе стандартную микроэлектронику со спин-зависимыми эффектами [1]. Полуметаллические ферромагнетики представляют значительный интерес в связи с их возможным применением в гетероструктурах устройств спинтроники [2]. Это вызвано тем, что подобные вещества, являясь металлами для одной проекции спина и полупроводниками для противоположной, имеют на порядок разные спиновые вклады в электронные транспортные свойства, что позволяет использовать их в качестве источника поляризованных электронов [3]. Благодаря высоким величинам температуры Кюри ( $\sim(730-750)$  K) и ожидаемой 100%-ной спиновой поляризации к таким материалам можно

отнести и NiMnSb, однако на практике величина спиновой поляризации, достигаемой в NiMnSb, остается незначительной [4]. В соединении NiMnSb за физические свойства отвечает количество валентных электронов [5]. Поэтому частичное замещение никеля другим переходным элементом может существенно изменить магнитные и транспортные свойства соединения.

Цель исследований – изучение влияния замещения никеля катионами железа и кобальта на формирование кристаллической структуры и магнитных характеристик твердых растворов систем  $Ni_{1-x}M_xMnSb$  ( $M = Fe, Co$ ).

### Методика проведения эксперимента

Твердые растворы  $Ni_{1-x}M_xMnSb$  ( $M = Fe, Co$ ) были синтезированы методом твердофазных реакций в вакуумированных кварцевых ампулах. Чистота исходных порошков составляла для: Mn – 99,98 %; Fe и Co – 99,99 %; Sb – 99,999 %. Синтез осуществляли при температуре 1020 К в течение 24 ч с последующей закалкой. Изучение кристаллической структуры и оценку фазового состава выполняли методом дифракции рентгеновских лучей в  $CuK_{\alpha}$ -излучении ( $\lambda = 1,5418 \text{ \AA}$ ) при комнатной температуре. Экспериментальные значения плотности измеряли при комнатной температуре методом гидростатического взвешивания в четыреххлористом углероде. Температурные зависимости удельной намагниченности синтезированных составов изучали в магнитном поле с индукцией  $B = 0,86 \text{ Тл}$  пондеромоторным методом. Полевые зависимости удельной намагниченности изучали вибрационным методом в магнитных полях с индукцией до 10 Тл.

Эксперименты по нейтронной дифракции для соединений NiMnSb и  $Ni_{0,90}Fe_{0,10}MnSb$  проводили на спектрометре ДН-12 импульсного высокопоточного реактора ИБР-2 (лаборатория нейтронной физики имени И. М. Франка ОИЯИ, г. Дубна), а по нейтронной дифракции для  $Ni_{0,90}Co_{0,10}MnSb$  – на дифрактометре «ДИСК» (длина волны  $\lambda = 2,41 \text{ \AA}$ ) нейтронного исследовательского стационарного реактора ИР-8 (НИЦ «Курчатовский институт»). Характерное время измерения одного спектра составляло 2 ч. Анализ полученных дифракционных данных выполняли методом Ритвельда с помощью программы FullProf.

Расчеты из первых принципов функционала плотности DFT (Density Functional Theory) проводили с использованием пакета Quantum ESPRESSO с приближением обобщенного градиента GGA (Generalized Gradient Approximation) и параметризации PBE (Perdew–Burke–Ernzerhof). Для соединений NiMnSb и  $Ni_{0,75}M_{0,25}MnSb$  ( $M = Fe, Co$ ) использовали 12-атомную элементарную ячейку, а также 24-атомную для  $Ni_{0,875}M_{0,125}MnSb$  ( $M = Fe, Co$ ). Для расчетов начальной конфигурации использовали ферромагнитную конфигурацию атомов Mn.

### Результаты и их обсуждение

На рис. 1, а представлены результаты рентгеноструктурного анализа на примере твердых растворов  $Ni_{1-x}Co_xMnSb$ .

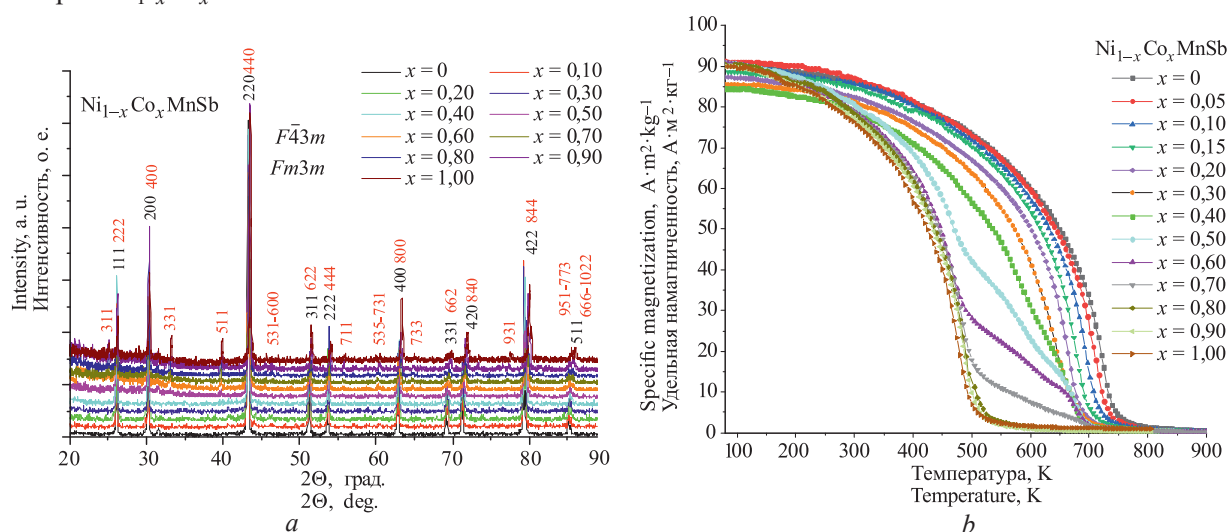


Рис. 1. Рентгенограммы (а) и температурные зависимости удельной намагниченности (b) твердых растворов  $Ni_{1-x}Co_xMnSb$

Fig. 1. X-ray patterns (a) and temperature dependences of the specific magnetization (b) of the solid solutions  $Ni_{1-x}Co_xMnSb$

На рентгенограмме исходного соединения NiMnSb проявляется рефлекс слабой интенсивности (не более 3 %), описываемый в рамках гексагональной сингонии, антимонида никеля (NiSb) [4]. Анализ спектров свидетельствует, что полученные соединения до  $x = 0,35$  и  $x = 0,45$  замещения никеля железом и кобальтом соответственно описываются кубической симметрией типа  $C1_b$  (пространственной группы  $F\bar{4}3m$ ).

При замещении никеля железом и кобальтом в твердых растворах систем  $Ni_{1-x}M_xMnSb$  ( $M = Fe, Co$ ) выше указанных концентраций происходит концентрационный структурный переход, что выражается в появлении на рентгенограммах дифракционных рефлексов сверхструктуры (пространственная группа  $Fm\bar{3}m$  с частичным позиционным беспорядком атомов железа и кобальта). Данная сверхструктура описывается кристаллической ячейкой, включающей восемь элементарных ячеек кубической сингонии типа  $C1_b$ , которые можно представить как чередующиеся структурные единицы  $M_2MnSb$  ( $M = Fe, Co$ ) и  $MnSb$  (NaCl – подобное расположение атомов) в полной гейслеровой структуре. В исходном соединении NiMnSb каждый слой сдвигается относительно предыдущего на полпериода в обе стороны в координационной плоскости, тогда как в сверхструктуре сдвигаются аналогичным образом каждые два слоя, что можно объяснить смещением атомов Fe/Co и Sb с их позиций в структуре  $C1_b$ . Такая структурная организация приводит к удвоению периода элементарной ячейки сверхструктуры. В отличие от кубической сингонии типа  $C1_b$ , в которой атомы занимают позиции:  $4c$  Ni и Fe/Co ( $1/4; 1/4; 1/4$ ),  $4a$  Mn ( $0; 0; 0$ ),  $4b$  Sb ( $1/2; 1/2; 1/2$ ), а позиция ( $3/4; 3/4; 3/4$ ) остается вакантной, кристаллическая решетка сверхструктуры содержит одну позицию для атомов  $32f$  Ni и Fe/Co с координатами ( $0,12; X; X$ ), три позиции марганца  $4a$  Mn<sub>1</sub> ( $0; 0; 0$ ),  $4b$  Mn<sub>2</sub> ( $1/2; 1/2; 1/2$ ) и  $24d$  Mn<sub>3</sub> ( $0; 1/4; 1/4$ ) с относительными заселенностями позиций 1:1:6 и две позиции сурьмы  $8c$  Sb<sub>1</sub> ( $1/4; 1/4; 1/4$ ) и  $24e$  Sb<sub>2</sub> ( $0,749; 0; 0$ ) с относительными заселенностями позиций 1:3.

Установлено, что при замещении никеля железом  $x = 0,90$  на рентгенограммах наблюдается появление рефлексов описываемой в рамках орторомбической сингонии пространственной группы типа  $Pnmm$ , FeSb<sub>2</sub>. Численные значения основных величин, описывающих кристаллическую ячейку твердых растворов систем  $Ni_{1-x}M_xMnSb$  ( $M = Fe, Co$ ), представлены в табл. 1. Обнаружено линейное уменьшение параметров кристаллической ячейки  $a$  по мере увеличения содержания железа и кобальта. Параметр кристаллической ячейки  $a$ , полученный для соединений NiMnSb ( $a = 0,592(6)$  нм) и CoMnSb ( $a = 2 \times 5,89(4)$  нм), согласуется с ранее полученными результатами [6, 7].

**Таблица 1.** Значения параметров  $a$ , расчетной  $d_{расч}$  и экспериментальной  $d_{эксп}$  плотностей кристаллической ячейки твердых растворов систем  $Ni_{1-x}M_xMnSb$  ( $M = Fe, Co$ )  
**Table 1.** Values of parameters  $a$ , calculated  $d_{calc}$  and experimental  $d_{exp}$  density of the crystal cell of solid solutions  $Ni_{1-x}M_xMnSb$  ( $M = Fe, Co$ ) systems

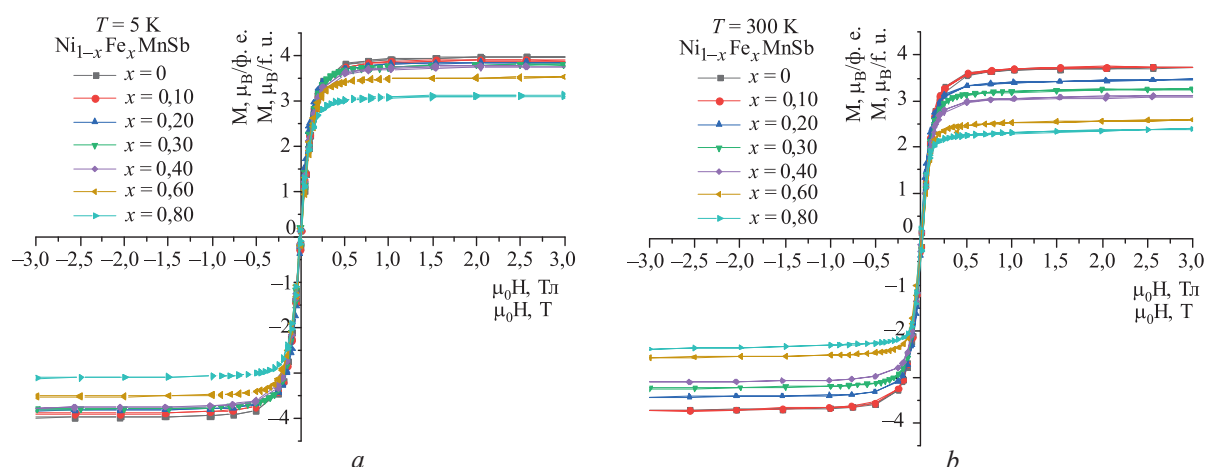
Ni <sub>1-x</sub> Fe <sub>x</sub> MnSb				Ni <sub>1-x</sub> Co <sub>x</sub> MnSb			
$x$	$a$ , нм	$d_{расч}$ , Г/см <sup>3</sup>	$d_{эксп}$ , Г/см <sup>3</sup>	$x$	$a$ , нм	$d_{расч}$ , Г/см <sup>3</sup>	$d_{эксп}$ , Г/см <sup>3</sup>
0	0,592(6)	7,51	7,19	0	0,592(6)	7,51	7,19
0,05	0,592(6)	7,51	7,16	0,05	0,592(6)	7,52	7,19
0,10	0,592(4)	7,52	7,18	0,10	0,592(5)	7,51	7,18
0,15	0,592(2)	7,52	7,16	0,15	0,592(6)	7,52	7,20
0,20	0,592(0)	7,53	7,20	0,20	0,592(4)	7,53	7,18
0,25	0,591(8)	7,53	7,20	0,25	0,592(1)	7,54	7,24
0,30	0,591(6)	7,53	7,24	0,30	0,591(9)	7,55	7,24
0,40	0,591(5)	7,53	7,22	0,40	0,591(7)	7,56	7,27
0,50	1,181(4)	7,54	7,22	0,50	1,182(0)	7,58	7,25
0,60	1,180(8)	7,54	7,22	0,60	1,181(2)	7,59	7,28
0,70	1,180(4)	7,55	7,22	0,70	1,180(0)	7,62	7,31
0,80	1,180(0)	7,56	7,21	0,80	1,179(4)	7,63	7,30
0,90	–	–	–	0,90	1,177(6)	7,64	7,33
1,00	–	–	–	1,00	1,174(8)	7,65	7,32



Температурные зависимости удельной намагниченности на примере твердых растворов  $Ni_{1-x}Co_xMnSb$  представлены на рис. 1, *b*. Наибольшей величиной удельной намагниченности при температуре  $\sim 80$  К обладают соединения  $Ni_{0,95}M_{0,05}MnSb$  ( $M = Fe, Co$ ). При дальнейшем увеличении концентрации замещения никеля железом и кобальтом наблюдаются уменьшение величины магнитных моментов, измеренных при 80 К, а также снижение температур фазового превращения «магнитный порядок – магнитный беспорядок» ( $T_C$ ). Однако при замещении никеля кобальтом уменьшение происходит только до  $x = 0,50$ . Температура Кюри снижается от 725 К для  $NiMnSb$  до 396 К для  $Ni_{0,20}Fe_{0,80}MnSb$  и 485 К для  $CoMnSb$ . Полученные значения  $T_C$  для  $NiMnSb$  и  $CoMnSb$  согласуются с ранее полученными результатами [6, 7].

Снижение температуры фазового магнитного перехода можно объяснить изменением взаимодействий Mn–Mn и Ni–Mn вследствие замещения никеля железом и кобальтом. На температурных зависимостях при концентрации замещения никеля железом  $x = 0,30$  при  $\sim 410$  К и кобальтом  $x = 0,40$  при  $\sim 490$  К наблюдается излом, характерный для неоднородных составов с двумя магнитными фазами, различными по магнитным характеристикам, что согласуется с результатами рентгенофазового анализа.

На рис. 2 приведены полевые зависимости намагниченности на примере составов твердых растворов системы  $Ni_{1-x}Fe_xMnSb$  при температурах 5 и 300 К, а в табл. 2 – значения средних магнитных моментов при 80 и 300 К, температур Кюри  $T_C$  в твердых растворах систем  $Ni_{1-x}M_xMnSb$  ( $M = Fe, Co$ ).



**Рис. 2.** Полевые зависимости намагниченности твердых растворов  $Ni_{1-x}Fe_xMnSb$  при  $T$ : *a* – 5 К; *b* – 300 К  
**Fig. 2.** Field dependences of the magnetization of the solid solutions  $Ni_{1-x}Fe_xMnSb$  for  $T$ : *a* – 5 К; *b* – 300 К

**Таблица 2.** Значения средних магнитных моментов  $\mu$  при 80 и 300 К, температур Кюри  $T_C$  в твердых растворах систем  $Ni_{1-x}M_xMnSb$  ( $M = Fe, Co$ )

**Table 2.** Values of average magnetic moments  $\mu$  at 80 and 300 К, Curie temperatures  $T_C$  in solid solutions  $Ni_{1-x}M_xMnSb$  ( $M = Fe, Co$ ) systems

$Ni_{1-x}Fe_xMnSb$				$Ni_{1-x}Co_xMnSb$			
$x$	$\mu_{80K}, \mu_B$	$\mu_{300K}, \mu_B$	$T_C, K$	$x$	$\mu_{80K}, \mu_B$	$\mu_{300K}, \mu_B$	$T_C, K$
0	3,81	3,64	725	0	3,81	3,64	725
0,05	3,94	3,74	702	0,05	3,83	3,66	703
0,10	3,84	3,65	688	0,10	3,80	3,62	693
0,15	3,80	3,53	683	0,15	3,73	3,58	679
0,20	3,75	3,36	674	0,20	3,68	3,48	674
0,25	3,70	3,29	665	0,25	3,64	3,47	646
0,30	3,66	3,21	–	0,30	3,61	3,44	636
0,40	3,57	3,02	–	0,40	3,56	3,34	–
0,50	3,47	2,76	–	0,50	3,84	3,42	–
0,60	3,36	2,50	–	0,60	3,83	3,35	–
0,80	3,28	2,29	396	0,80	3,82	3,27	490
0,90	–	–	–	0,90	3,82	3,23	490
1,00	–	–	–	1,00	3,79	3,21	485

Намагниченность насыщения соединения NiMnSb, которое представляет собой полуметаллический ферромагнетик, подчиняется правилу Слейтера-Полинга, описываемому выражением  $Mp = (Zp - 18) \mu_B/\text{ф. е.}$ , где  $Mp$  – полный магнитный момент;  $Zp$  – общее число валентных электронов в элементарной ячейке. Для NiMnSb  $Zp = 22$ , а полный магнитный момент должен быть равен  $4 \mu_B/\text{ф. е.}$  Экспериментально и теоретически определенные значения спонтанной намагниченности твердых растворов систем  $\text{Ni}_{1-x}\text{M}_x\text{MnSb}$  ( $M = \text{Fe, Co}$ ) представлены в табл. 3.

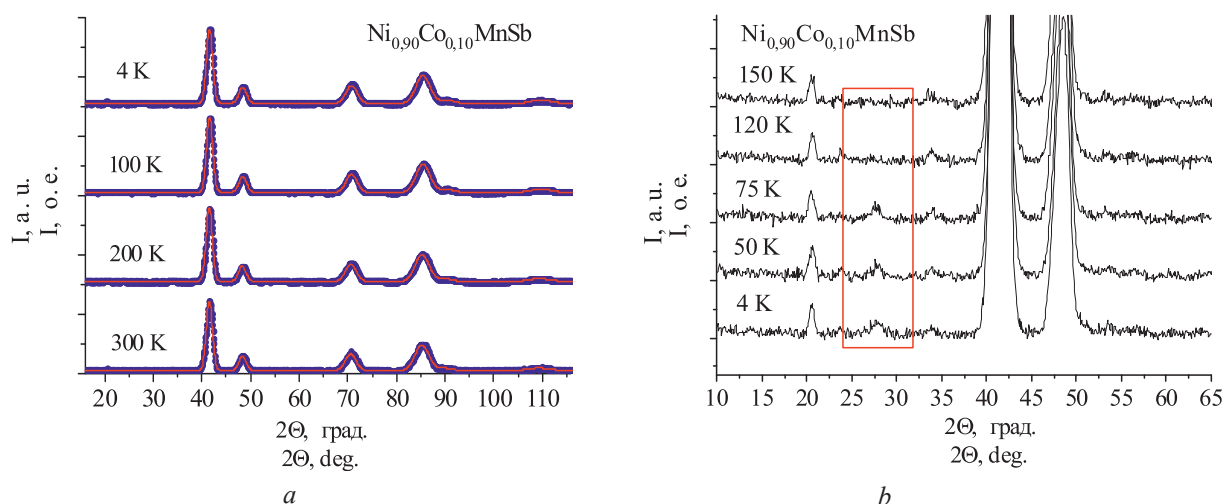
**Таблица 3.** Значения намагниченности насыщения  $\mu_S$  при 5 и 300 К и теоретически рассчитанные значения полного магнитного момента  $Mp$  в твердых растворах систем  $\text{Ni}_{1-x}\text{M}_x\text{MnSb}$  ( $M = \text{Fe, Co}$ )

**Table 3.** Saturation magnetization values  $\mu_S$  at 5 and 300 K and theoretically calculated values of the total magnetic moment  $Mp$  in solid solutions  $\text{Ni}_{1-x}\text{M}_x\text{MnSb}$  ( $M = \text{Fe, Co}$ ) systems

$\text{Ni}_{1-x}\text{Fe}_x\text{MnSb}$				$\text{Ni}_{1-x}\text{Co}_x\text{MnSb}$			
$x$	$\mu_{S5K}, \mu_B/\text{ф. е.}$	$\mu_{S300K}, \mu_B/\text{ф. е.}$	$Mp, \mu_B/\text{ф. е.}$	$x$	$\mu_{S5K}, \mu_B/\text{ф. е.}$	$\mu_{S300K}, \mu_B/\text{ф. е.}$	$Mp, \mu_B/\text{ф. е.}$
0	3,94	3,69	4,0	0	3,94	3,69	4,0
0,10	3,88	3,70	3,8	0,10	3,88	3,65	3,9
0,20	3,84	3,43	3,6	0,20	3,79	3,53	3,8
0,30	3,78	3,24	3,4	0,30	3,75	3,47	3,7
0,40	3,72	3,07	3,2	0,40	3,70	3,39	3,6
0,60	3,51	2,54	2,8	0,60	3,89	3,34	3,4
0,80	3,12	2,33	2,4	0,80	3,90	3,31	3,2
1,00	–	–	–	1,00	3,90	3,27	3,0

Полученные значения изменяются от  $3,94 \mu_B/\text{ф. е.}$  для NiMnSb до  $3,12 \mu_B/\text{ф. е.}$  для  $\text{Ni}_{0,20}\text{Fe}_{0,80}\text{MnSb}$  и  $3,90 \mu_B/\text{ф. е.}$  для CoMnSb. Значения спонтанной намагниченности твердых растворов уменьшаются с увеличением замещения никеля железом и кобальтом. Полевые зависимости демонстрируют типичное поведение магнитомягкого ферромагнетика с коэрцитивным полем в интервале сравнительно небольших магнитных полей  $\sim 15$  мТл и полем насыщения примерно  $1,0\text{--}1,5$  Тл, остаточная удельная намагниченность имеет величину порядка  $\sim 1,0 \text{ A}\cdot\text{м}^2\cdot\text{кг}^{-1}$ .

Методом дифракции тепловых нейтронов на спектрометре ДН-12 выполнены исследования магнитной структуры соединений NiMnSb и  $\text{Ni}_{0,90}\text{Fe}_{0,10}\text{MnSb}$ . Установлено, что все исследуемые твердые растворы обладают кубической структурой с пространственной группой  $F\bar{4}3m$ , где атомы занимают позиции Mn  $4b$  ( $1/2, 1/2, 1/2$ ), Ni/M  $4c$  ( $1/4, 1/4, 1/4$ ) и Sb  $4a$  ( $0, 0, 0$ ) (тип MgAgAs ( $C1_b$ )), а также ферромагнитным упорядочением вдоль оси  $c$ . При понижении температуры наблюдается небольшой рост интегральной интенсивности структурных пиков, что указывает на увеличение магнитных моментов ионов Mn. На нейтронных спектрах  $\text{Ni}_{0,90}\text{Co}_{0,10}\text{MnSb}$  (рис. 3) в интервале температур  $4 \text{ K} \leq T \leq 75 \text{ K}$  в области  $2\Theta = 28,6^\circ$  наблюдается появление дополнительного рефлекса, указывающего на формирование антиферромагнитного упорядочения.



**Рис. 3.** Фрагменты нейтронных спектров  $\text{Ni}_{0,90}\text{Co}_{0,10}\text{MnSb}$  (a и b), измеренные на дифрактометре «ДИСК»  
**Fig. 3.** Fragments of the neutron spectra of  $\text{Ni}_{0,90}\text{Co}_{0,10}\text{MnSb}$  (a and b) measured on a DISK diffractometer

Численные значения магнитных моментов ионов Mn в соединении NiMnSb и твердых растворах систем Ni<sub>0,90</sub>M<sub>0,10</sub>MnSb (M = Fe, Co) представлены в табл. 4. Для NiMnSb магнитный момент ионов Mn составляет M = 3,8 μ<sub>B</sub>, а в CoMnSb Mn составляет M = 3,8 μ<sub>B</sub>. Эти значения согласуются с ранее полученными результатами [8, 9].

**Таблица 4.** Значения магнитных моментов ионов Mn (M) в NiMnSb и Ni<sub>0,90</sub>M<sub>0,10</sub>MnSb (M = Fe, Co) в зависимости от температуры

**Table 4.** Values of the magnetic moments of Mn ions (M) in NiMnSb and Ni<sub>0,90</sub>M<sub>0,10</sub>MnSb (M = Fe, Co) depending on temperature

NiMnSb		Ni <sub>0,90</sub> Fe <sub>0,10</sub> MnSb		Ni <sub>0,90</sub> Co <sub>0,10</sub> MnSb	
T, К	M, μ <sub>B</sub>	T, К	M, μ <sub>B</sub>	T, К	M, μ <sub>B</sub>
13	3,7(2)	13	4,0(1)	4	4,1(2)
–	–	30	4,0(1)	25	4,1(2)
50	3,7(2)	50	4,0(1)	50	4,0(2)
–	–	–	–	75	4,0(2)
100	3,7(2)	100	3,9(1)	100	4,0(2)
–	–	–	–	120	4,1(2)
150	3,7(2)	150	3,9(1)	150	4,0(2)
200	3,8(2)	200	3,6(1)	200	3,8(2)
250	3,7(2)	250	3,7(1)	250	3,7(2)
300	3,8(2)	300	3,5(1)	300	3,6(2)

Для выяснения причины возникновения антиферромагнитной фазы на спектрах нейтронов произведен расчет функционала плотности DFT для соединений NiMnSb и Ni<sub>1-x</sub>M<sub>x</sub>MnSb (M = Fe, Co). Полученные результаты подтверждают стабильность исходной кубической сингонии C<sub>1b</sub> пространственной группы F43m при замещении атомов никеля Fe и Co в теоретически исследованных пределах (x ≥ 0,25). Теоретически рассчитанные значения магнитных моментов в зависимости от концентрации замещения представлены в табл. 5.

Из расчетов PDOS установлено, что в твердых растворах Ni<sub>1-x</sub>Fe<sub>x</sub>MnSb (0 ≤ x ≤ 0,25) наблюдается спин-поляризованное поведение, область с нижним спином – щель, а область с противоположным спином – нормальное металлическое поведение. Ширина щели в полосе нижнего спина при замещении никеля железом составляет около 0,4 эВ для x = 0,125 и для x = 0,250. PDOS в основном характеризуется большим обменным расщеплением d-состояний Mn, расположенных около –3 В. Это создает в значительной степени локализованные спиновые моменты около 3,6 μ<sub>B</sub> в узлах Mn, что имеет решающее значение для появления полуметаллических свойств в соединении [10]. Спины Ni ферромагнитно связаны со спинами Mn малыми индуцированными магнитными моментами около 0,2 μ<sub>B</sub> из-за слабого обменного расщепления, а спины Sb антиферромагнитно связаны со спинами Mn. Результаты DFT предсказывают существование магнитных моментов у ионов Fe и Co.

**Таблица 5.** Теоретически рассчитанные значения магнитных моментов ионов μ в NiMnSb и Ni<sub>1-x</sub>M<sub>x</sub>MnSb (M = Fe, Co) в зависимости от концентрации замещающего элемента

**Table 5.** Theoretical calculated values of the magnetic moments of ions (μ) in NiMnSb and Ni<sub>1-x</sub>M<sub>x</sub>MnSb (M = Fe, Co) depending on the concentration of the substituting element

x	Mn	Ni	M
	μ, μ <sub>B</sub>	μ, μ <sub>B</sub>	μ, μ <sub>B</sub>
NiMnSb			
0	3,637	0,2059	–
Ni <sub>1-x</sub> Fe <sub>x</sub> MnSb			
0,125	3,578	0,2130	–1,637
0,250	3,534	0,2160	–1,631
Ni <sub>1-x</sub> Co <sub>x</sub> MnSb			
0,125	3,586	0,1960	–0,309
0,250	3,625	0,2000	–0,321

Обнаружено, что спины Fe и Co антиферромагнитно связаны со спинами Mn и Ni, что объясняет возникновение антиферромагнитного рефлекса на спектрах нейтронов и может служить причиной снижения общей намагниченности при замещении наблюдаемой при исследовании удельной намагниченности твердых растворов систем  $Ni_{1-x}M_xMnSb$  ( $M = Fe, Co$ ). В связи с большей чувствительностью дифрактометра «ДИСК» по сравнению с дифрактометром ДН-12 не наблюдается рефлекс в области  $2\Theta = 28,6^\circ$  на нейтронных спектрах твердого раствора  $Ni_{0,90}Fe_{0,10}MnSb$ .

Анализ заряда Бейдера показывает, что при замещении катионов никеля катионами железа и кобальта заряды катионов марганца, никеля и сурьмы изменяются незначительно. Это означает, что катионы железа и кобальта не участвуют в переносе электрона с катионами марганца, никеля и сурьмы.

### Заключение

С помощью рентгеноструктурного анализа установлено наличие концентрационного структурного перехода из кубической симметрии (пространственная группа  $F\bar{4}3m$ ) в сверхструктуру (пространственная группа  $Fm\bar{3}m$ ). Пондеромоторным методом обнаружено, что температуры Кюри снижаются по мере замещения никеля железом и кобальтом от 725 К для NiMnSb до 396 К для  $Ni_{0,20}Fe_{0,80}MnSb$  и до 485 К для CoMnSb. Полевые зависимости удельной намагниченности демонстрируют типичное поведение магнитомягкого ферромагнетика. На нейтронных спектрах твердых растворов  $Ni_{0,90}Co_{0,10}MnSb$  в области  $2\Theta = 28,6^\circ$  наблюдается появление рефлекса, указывающего на формирование антиферромагнитной компоненты в ферромагнитной матрице. Данный рефлекс исчезает при  $T = 75$  К. Исчезновение антиферромагнитного рефлекса при 75 К в твердом растворе системы  $Ni_{0,90}Co_{0,10}MnSb$  можно объяснить тем, что нейтронная дифракция показывает усредненный магнитный момент системы по всему исследуемому составу как для ферромагнитной, так и для антиферромагнитной фаз. Из-за тепловых колебаний с повышением температуры общий магнитный момент системы уменьшается. В рамках теории функционала плотности проведен *ab initio* расчет магнитных моментов для  $Ni_{1-x}M_xMnSb$  ( $M = Fe, Co; x = 0; 0,125; 0,250$ ). Результаты теоретических расчетов предсказывают существование магнитных моментов у ионов Fe и Co, и они антиферромагнитно связаны со спинами ионов Mn и Ni.

### Список литературы / References

1. Hirohata A., Yamada K., Nakatani Y., Prejbeanu I.-L., Dieny B., Pirro P., Hillebrands B. (2020) Review on Spintronics: Principles and Device Applications. *J. Magn. Magn. Mater.* (509), 166711. DOI: 10.1016/j.jmmm.2020.166711.
2. Pickett W. E., Moodera J. S. (2001) Half Metallic Magnets. *Physics Today*. 54 (5), 39–44. DOI: 10.1063/1.1381101.
3. De Groot R. A., Mueller F. M., Engen P. G. van, Buschow K. H. J. (1983) New Class of Materials: Half-Metallic Ferromagnets. *Physical Review Letters*. 50 (25), 2024–2027. Doi: 10.1103/physrevlett.50.2024.
4. Gardelis S., Androulakis J., Migiakis P., Giapintzakis J., Clowes S. K., Bugoslavsky Y., Branford W. R., Miyoshi Y., Cohen L. F. (2004) Synthesis and Physical Properties of Arc Melted NiMnSb. *Journal of Applied Physics*. (95), 8063. DOI: 10.1063/1.1739293.
5. Graf T., Felser C., Parkin S. S. P. (2011) Simple Rules for the Understanding of Heusler Compounds. *Progress in Solid State Chemistry*. 39 (1), 1–50. DOI: 10.1016/j.progsolidstchem.2011.02.001.
6. Otto M. J., van Woerden R. A. M, van der Valk P. J., Wijngaard J., van Bruggen C. F., Haas C. K. H. J., Buschow K. H. J. (1989) HalfMetallic Ferromagnets: 1. Structure and Magnetic Properties of NiMnSb and Related Intermetallic Compounds. *J. Phys.: Condens. Matter*. (1), 2341–2350. DOI: 10.1088/0953-8984/1/13/007.
7. Ksenofontov V., Melnik G., Wojcik M., Wurmehl S., Kroth K., Reiman S., Blaha P., Felser C. (2006) Structure and Properties of CoMnSb in Context of Half Metallic Ferromagnetism. *Phys. Rev. B*. (74), 134426. DOI: 10.1103/PhysRevB.74.134426.
8. Levin E. E., Bocarsly J. D., Wyckoff K. E., Pollock T. M., Seshadri R. (2017) Tuning the Magnetocaloric Response in Half-Heusler/Heusler  $MnNi_{1+x}Sb$  Solid Solutions. *Physical Review Materials*. 1 (7), 075003. DOI: 10.1103/PhysRevMaterials.1.075003.
9. Szytula A., Dimitrijevic Z., Todorovic J., Kolodziejczyk A., Szlag J., Wanic A. (1972) Atomic and Magnetic Structure of the Heusler Alloys NiMnSb and CoMnS. *Physica Status Solidi (a)*. 9 (57), 97–103. DOI: 10.1002/pssa.2210090109.
10. Galanakis I., Dederichs P. H., Papanikolaou N. (2022) Origin and Properties of the Gap in the Half-Ferromagnetic Heusler Alloys. *Physical Review B*. 66 (13), 134428. DOI: 10.1103/PhysRevB.66.134428.

### **Вклад авторов**

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.

### **Authors' contribution**

All authors equally contributed to the writing of the article.

### **Сведения об авторах**

**Римский Г. С.**, научный сотрудник лаборатории физики магнитных материалов Научно-практического центра Национальной академии наук Беларуси по материаловедению.

**Федосюк В. М.**, чл.-кор. Национальной академии наук Беларуси, д.ф.-м.н., генеральный директор Научно-практического центра Национальной академии наук Беларуси по материаловедению.

**Руткаускас А. В.**, к.ф.-м.н., научный сотрудник лаборатории нейтронной физики имени И. М. Франка Объединенного института ядерных исследований.

**Дюжева-Мальцева Е. В.**, лаборант-исследователь отдела нейтронных экспериментальных станций Национального исследовательского центра «Курчатовский институт».

**Туан Ань Чан**, д.т.н. факультета прикладных наук Технологического и образовательного университета Хошимина.

**Нгок Тоан Данг**, д.ф.-м.н. факультета экологических и естественных наук Университета Дуй Тан.

### **Адрес для корреспонденции**

220072, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. П. Бровки, 19  
Научно-практический центр Национальной академии наук Беларуси по материаловедению  
Тел. +375 17 378-12-38  
E-mail: gregory.rymski@mail.ru  
Римский Григорий Семёнович

### **Information about the authors**

**Rymski G. S.**, Researcher at the Laboratory of Physics of Magnetic Materials of Scientific-Practical Materials Research Center of National Academy of Sciences of Belarus.

**Fedosyuk V. M.**, Corr. Member of the National Academy of Sciences of Belarus, Dr. of Sci. (Phys. and Math.), General Director of Scientific-Practical Materials Research Center of National Academy of Sciences of Belarus.

**Rutkauskas A. V.**, Cand. of Sci., Researcher at Frank Laboratory of Neutron Physics of the Joint Institute for Nuclear Research.

**Duzeva-Maltseva E. V.**, Research Laboratory Assistant at the Department of Neutron Experimental Facilities of the National Research Center “Kurchatov Institute”.

**Tuan Anh Tran**, Dr. of Sci. (Eng.) of Applied Sciences Faculty of the Ho Chi Minh City University of Technology and Education.

**Ngoc Toan Dang**, Dr. of Sci. (Phys. and Math.) of the Faculty of Environmental and Natural Sciences of the Duy Tan University.

### **Address for correspondence**

220072, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka St., 19  
Scientific-Practical Materials Research Centre of National Academy of Science of Belarus  
Tel. +375 17 378-12-38  
E-mail: gregory.rymski@mail.ru  
Rymski Gregory Semyonovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-14-20>

*Оригинальная статья*  
*Original paper*

УДК 621.382.323

## ВЛИЯНИЕ УСЛОВИЙ БЫСТРОГО ТЕРМИЧЕСКОГО ОТЖИГА НА ВЕЛИЧИНУ УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ОМИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ МЕТАЛЛИЗАЦИИ Ti/Al/Ni/Au К ГЕТЕРОСТРУКТУРЕ GaN/AlGaN

А. Д. ЮНИК, Я. А. СОЛОВЬЁВ

ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ» (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 18.07.2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022  
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

**Аннотация.** Измерениями по методу длинной линии установлено влияние условий быстрого термического отжига на величину удельного сопротивления омических контактов металлизации Ti/Al/Ni/Au с толщинами слоев 20/120/40/40 нм к гетероструктуре GaN/AlGaN с двумерным электронным газом на сапфировой подложке. Быстрый термический отжиг образцов проводили контактным нагревом со стороны сапфировой подложки в среде азота при температуре в диапазоне от 750 до 1000 °С в течение 30, 60 и 90 с. Установлено, что зависимость удельного контактного сопротивления от температуры содержит два температурных оптимума, при которых удельное контактное сопротивление омического контакта составляет менее  $1 \cdot 10^{-4}$  Ом·см<sup>2</sup>. Возникновение первого температурного оптимума обусловлено уменьшением расстояния от фронта диффузии низкоомного слоя интерметаллидов, образующегося при быстром термическом отжиге металлизации Ti/Al/Ni/Au, до области двумерного электронного газа. За пределами первого температурного оптимума наблюдается рост удельного контактного сопротивления до  $9 \cdot 10^{-3}$  Ом·см<sup>2</sup>, обусловленный поглощением слоя AlGaN низкоомным слоем интерметаллидов, что приводит к деградации двумерного электронного газа под контактами и ухудшению его проводящих свойств. Второй температурный оптимум обусловлен прохождением фронта диффузии области двумерного электронного газа и установлением бокового контакта между низкоомным слоем интерметаллидов и двумерным электронным газом, что приводит к уменьшению удельного контактного сопротивления. При увеличении времени быстрого термического отжига от 30 до 90 с наблюдается смещение интервала первого температурного оптимума с 800 до 775 °С для нижней границы и с 825 до 800 °С для верхней, а второго температурного оптимума – с 875 до 850 °С для нижней границы и с 950 до 875 °С для верхней, что обусловлено эквивалентным увеличением глубины диффузии компонентов металлизации Ti/Al/Ni/Au. Полученные результаты могут быть использованы в технологии создания изделий на основе GaN с двумерным электронным газом.

**Ключевые слова:** нитрид галлия, гетероструктура, двумерный электронный газ, омический контакт, быстрый термический отжиг.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Для цитирования.** Юник, А. Д. Влияние условий быстрого термического отжига на величину удельного сопротивления омических контактов металлизации Ti/Al/Ni/Au к гетероструктуре GaN/AlGaN / А. Д. Юник, Я. А. Соловьёв // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 8. С. 14–20. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-14-20>.

## EFFECT OF RAPID THERMAL ANNEALING CONDITIONS ON THE SPECIFIC RESISTANCE OF THE OHMIC CONTACTS OF Ti/Al/Ni/Au METALLIZATION TO THE GaN/AlGaN HETEROSTRUCTURE

ANDREI D. YUNIK, JAROSLAV A. SOLOVJOV

*JSC "INTEGRAL" – "INTEGRAL" Holding Managing Company (Minsk, Republic of Belarus)*

*Submitted 18.07.2022*

**Abstract.** Effect of rapid thermal annealing conditions on the specific resistance of the ohmic contacts of Ti/Al/Ni/Au metallization with layer thicknesses of 20/120/40/40 nm to the GaN/AlGaN heterostructure with a two-dimensional electron gas on a sapphire substrate has been discovered by transmission line measurement. Rapid thermal annealing of the samples was carried out by the contact heating from the sapphire substrate side in a nitrogen atmosphere at the temperature range from 750 to 1000 °C for 30, 60, and 90 s. It has been discovered that the dependence of the specific contact resistance on the temperature contains two temperature optimums, at which the specific contact resistance of the ohmic contact is less than  $1 \cdot 10^{-4}$  Ohm·cm<sup>2</sup>. The appearance of the first temperature optimum is due to the decrease of the distance from the diffusion front of the low-resistance layer of intermetallic compounds formed during the rapid thermal annealing of the Ti/Al/Ni/Au metallization to the region of the two-dimensional electron gas. Outside the first temperature optimum, an increase in the specific contact resistance of up to  $9 \cdot 10^{-3}$  Ohm·cm<sup>2</sup> is observed, due to the absorption of the AlGaN layer by a low-resistance layer of intermetallic compounds, which leads to the degradation of the two-dimensional electron gas under the contacts and deterioration of its conductive properties. The second temperature optimum is due to the passage of the diffusion front of the two-dimensional electron gas region and the establishment of a side contact between the low-resistance intermetallic layer and the two-dimensional electron gas, which leads to the decrease in the specific contact resistance. With an increase in the fast thermal annealing time from 30 to 90 s the shift of the interval of the first temperature optimum from 800 to 775 °C for the lower boundary and from 825 to 800 °C for the upper boundary, and for the second temperature optimum from 875 to 850 °C for the lower boundary, and from 950 to 875 °C for the upper boundary is observed, which is due to an equivalent increase in the diffusion depth of the Ti/Al/Ni/Au metallization components. The results obtained can be used in the technology for creating GaN-based products with a two-dimensional electron gas.

**Keywords:** gallium nitride, heterostructure, two-dimensional electron gas, ohmic contact, rapid thermal annealing.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflict of interests.

**For citation.** Yunik A. D., Solovjov J. A. (2022) Effect of Rapid Thermal Annealing Conditions on the Specific Resistance of the Ohmic Contacts of Ti/Al/Ni/Au Metallization to the GaN/AlGaN Heterostructure. *Doklady BGUIR*. 20 (8), 14–20. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-14-20> (in Russian).

### Введение

Одним из ключевых вопросов в технологии создания устройств на гетероструктурах (ГС) GaN/AlGaN с двумерным электронным газом (ДЭГ) является формирование омических контактов с низким уровнем удельного контактного сопротивления. В настоящее время среди многокомпонентных металлizations для получения омического контакта к гетероструктурам на основе GaN наибольшее распространение получили металлizations на основе Ti/Al. Использование Ti и Al связано с их низкой работой выхода (4,33 и 4,28 эВ соответственно). Ti также активно вступает во взаимодействие с GaN при быстром термическом отжиге (БТО) с образованием на границе раздела соединений типа TiN, которые также обладают низкой работой выхода. Образование TiN дополнительно дает такое важное преимущество, как диффузия атомов азота из GaN (AlGaN), приводящая к образованию вакансий азота, которые, в свою очередь, являются донорами и увеличивают чистую концентрацию носителей под границей контакта. Кроме того, при БТО контактов на основе Ti уменьшается количество формирующегося на поверхности GaN (AlGaN) естественного оксида галлия (Ga<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) [1, 2].

Среди многокомпонентных металлizations на основе Ti/Al для омических контактов к гетероструктурам на основе GaN наиболее часто применяются два типа: без использования золота

(так называемая Au-free-технология) [3] и золотосодержащие многослойные структуры типа Ti/Al/X/Au, где в качестве X могут выступать Ni, Mo, Pt, Ti, Ta, Nb, Ir и др. [4].

На величину удельного сопротивления контактов к гетероструктурам GaN/AlGaN оказывает влияние целый ряд факторов, таких как толщина слоя AlGaN и содержания в нем Al, соотношение толщин слоев в многослойной металлизации, подготовка поверхности AlGaN перед проведением процесса напыления и др. Однако одни из наиболее значимых факторов – условия проведения БТО, а именно – скорость и температура нагрева, время термообработки и используемая газовая среда. Как правило, металлизации для формирования контактных структур к GaN (AlGaN) подвергаются БТО при температурах от 600 до 900 °С в течение 30–90 с в атмосфере азота [4].

Наиболее подходящим режимом нагрева подложек (в том числе структур на основе GaN) БТО является режим теплового баланса, характеризующийся временем нагрева более 1 с, при котором практически отсутствуют температурные градиенты по толщине подложки [5]. В большинстве современных промышленных систем БТО нагрев подложек осуществляют одно- или двусторонним некогерентным световым потоком [6]. Однако при данной схеме нагрева гетероструктур GaN/AlGaN с металлизацией на сапфировых подложках генерация тепла будет происходить в различных элементах ГС, главным образом в слоях с наибольшими коэффициентами поглощения света, как, например GaN [7]. Это приводит к градиентам температур между различными слоями гетероструктуры и сформированными в ней топологическими элементами, что, в свою очередь, обуславливает возникновение механических напряжений вплоть до разрушения ГС. Таким образом, наиболее перспективным способом нагрева гетероструктур GaN/AlGaN с металлизацией на сапфировых подложках является контактный нагрев с обратной стороны подложки на поверхности горячей плиты с заданной температурой [6].

В статье рассмотрено влияние температурно-временных условий БТО контактным нагревом с обратной стороны подложки на удельное сопротивление омических контактов металлизации Ti/Al/Ni/Au к гетероструктуре GaN/AlGaN с ДЭГ.

### Методика проведения эксперимента

Использовали гетероструктуры GaN/AlGaN с ДЭГ на подложке сапфира диаметром 100 мм. Суммарная толщина слоев ГС составила порядка 3100 нм (рис. 1). Двумерный электронный газ характеризовался величиной подвижности основных носителей заряда порядка 2100 см<sup>2</sup>·В<sup>-1</sup>·с<sup>-1</sup> при концентрации электронов 1,0 · 10<sup>13</sup> см<sup>-2</sup>, что обеспечивало слоиое сопротивление порядка 320 Ом/□.

Изоляцию элементов в ГС осуществляли мезаканавками глубиной порядка 700 нм. Травление слоев ГС выполняли плазмохимическим травлением в хлорсодержащей среде на установке ICP200ЕС (ЗАО «НТО», Россия). Многослойную металлизацию Ti/Al/Ni/Au с толщинами слоев 20/120/40/40 нм соответственно наносили на установке электронно-лучевого напыления STE EB71М (ЗАО «НТО») с применением предварительной очистки ионами аргона в течение 30 с. Омические контакты формировали методом взрывной (lift-off) фотолитографии.

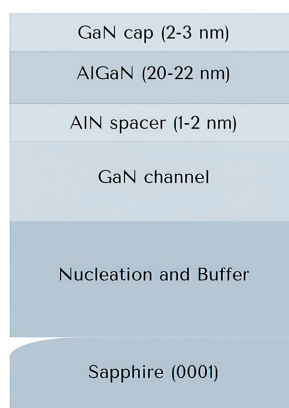


Рис. 1. Дизайн гетероструктуры  
Fig. 1. Heterostructure design



Электрофизические свойства контактов определяли путем измерения сопротивления между контактными площадками на тестовых элементах, сформированных согласно методу длинной линии (МДЛ) [8] с расстоянием между контактными площадками  $L_1 = 2$  мкм,  $L_2 = 4$  мкм,  $L_3 = 8$  мкм,  $L_4 = 16$  мкм,  $L_5 = 32$  мкм. Измерение вольт-амперных характеристик (ВАХ) и сопротивления контактов проводили с помощью анализатора силовых полупроводниковых приборов В1506А (Keysight, США).

Величину удельного контактного сопротивления определяли исходя из полученных значений сопротивлений согласно методу длинной линии по формуле

$$\rho_A = R_c L_t W, \quad (1)$$

где  $R_c$  – контактное сопротивление, определяемое измерениями по МДЛ, Ом;  $L_t$  – эффективная длина контакта, определяемая по МДЛ, мкм;  $W$  – ширина контактной площадки, составляющая 100 мкм.

Быстрый термический отжиг образцов проводили в среде азота на установке ASMaster S20HT (ANNEALSYS, Франция). Контактный нагрев образцов со стороны сапфировой подложки обеспечивали путем ее помещения в закрытый подложкодержатель из карбида кремния, который подвергали одностороннему нагреву кварцевыми галогенными лампами. Температуру подложкодержателя контролировали с точностью  $\pm 1$  °С при помощи термопары Р130-039А типа К и высокотемпературного пирометра (рис. 2).

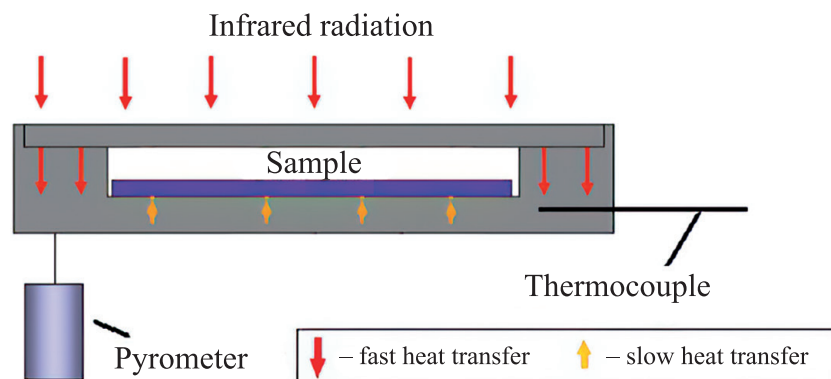
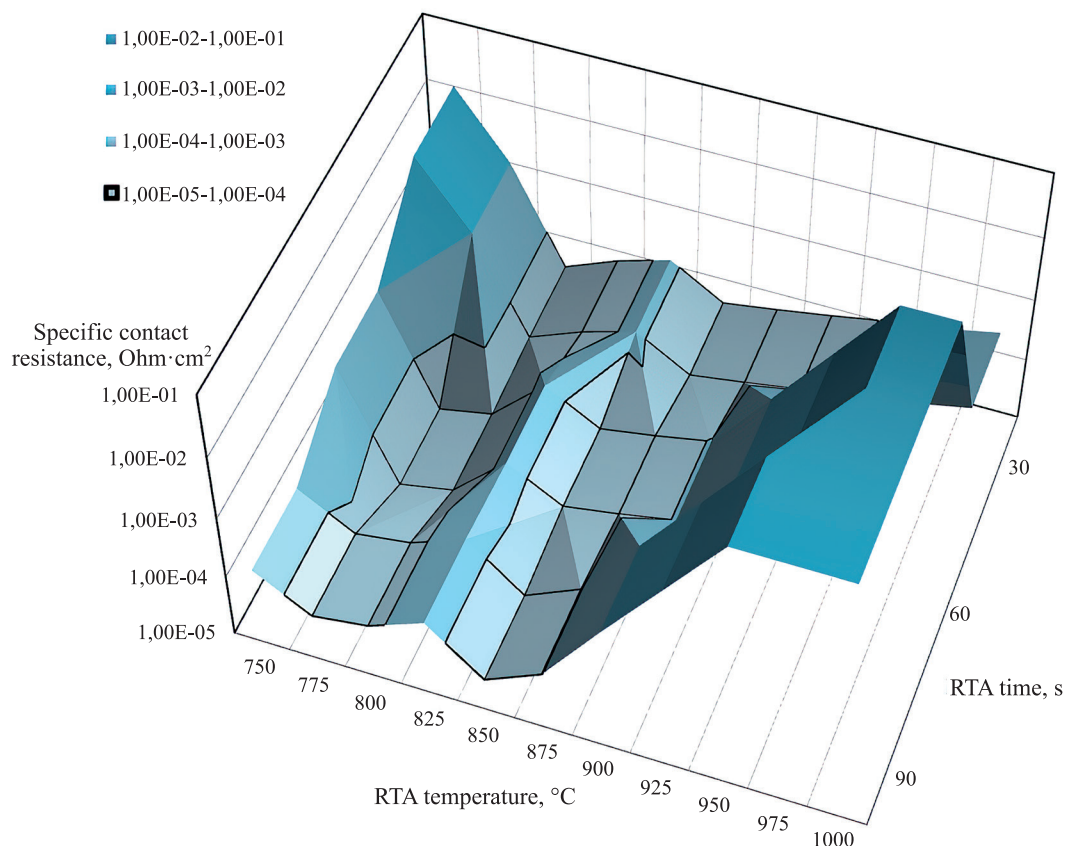


Рис. 2. Схема нагрева образца  
Fig. 2. Sample heating technique

Температуру БТО варьировали в диапазоне от 750 до 1000 °С с шагом 25 °С. Скорость нагрева составляла порядка 20 °С/с. Время выдержки при соответствующей температуре отжига варьировали от 30 до 90 с с шагом 30 с.

### Результаты исследований и их обсуждение

Величина удельного контактного сопротивления образцов до проведения БТО находилась на уровне более  $1 \cdot 10^{-1}$  Ом·см<sup>2</sup>, что, очевидно, связано с наличием высокоомного слоя AlGaIn между металлизацией и ДЭГ. При БТО в течение 30 с по мере повышения температуры БТО от 750 до 800 °С наблюдалось резкое уменьшение удельного контактного сопротивления с  $10^{-2}$  Ом·см<sup>2</sup> до  $3 \cdot 10^{-5}$  Ом·см<sup>2</sup> (рис. 3). Дальнейшее повышение температуры БТО до 850 °С привело к росту удельного контактного сопротивления до  $1 \cdot 10^{-4}$  Ом·см<sup>2</sup>. Повышение температуры БТО до 875 °С снова привело к уменьшению удельного контактного сопротивления до  $4 \cdot 10^{-5}$  Ом·см<sup>2</sup>, а затем при повышении температуры БТО до 1000 °С величина удельного контактного сопротивления вновь монотонно возросла до  $2 \cdot 10^{-4}$  Ом·см<sup>2</sup>. Таким образом, при длительности БТО 30 с зависимость удельного контактного сопротивления от температуры содержит два температурных оптимума, при которых его значение не превышает величину  $1 \cdot 10^{-4}$  Ом·см<sup>2</sup>. Первый из них наблюдается в диапазоне температур от 800 до 825 °С, второй – от 875 до 950 °С.



**Рис. 3.** Зависимость удельного контактного сопротивления от температуры и времени выдержки быстрого термического отжига

**Fig. 3.** Dependence of RTA temperature and RTA time on the specific contact resistance

Механизм возникновения двух температурных оптимумов может быть объяснен с точки зрения этапов прохождения фронта диффузии низкоомного слоя интерметаллидов, который образуется в процессе БТО многокомпонентной металлизации. На первом этапе по мере повышения температуры БТО расстояние от фронта диффузии низкоомного слоя интерметаллидов до области ДЭГ уменьшается, что приводит к уменьшению удельного контактного сопротивления (первый температурный оптимум). Затем при повышении температуры БТО фронт диффузии низкоомного слоя интерметаллидов приближается достаточно близко к области ДЭГ за счет поглощения слоя AlGaIn, который играет ключевую роль в формировании ДЭГ. Таким образом, ДЭГ под контактами начинает деградировать, его проводящие свойства ухудшаются, и, соответственно, удельное контактное сопротивление начинает увеличиваться. После того как фронт диффузии полностью проходит область ДЭГ, начинает устанавливаться боковой контакт низкоомного слоя интерметаллидов к ДЭГ, приводящий к уменьшению удельного контактного сопротивления (второй температурный оптимум). При дальнейшем повышении температуры БТО происходит значительная деградация основных слоев гетероструктуры (GaIn, AlGaIn), обусловленная диффузией галлия [3], что приводит к росту удельного контактного сопротивления.

При длительности БТО 60 с наблюдается схожий характер зависимости удельного контактного сопротивления от температуры с той разницей, что первый температурный оптимум находится в диапазоне температур от 775 до 800 °С, а второй – от 850 до 900 °С. Смещение диапазона температурных оптимумов при увеличении длительности БТО от 30 до 60 с в область более низких температур объясняется эквивалентным увеличением глубины диффузии компонентов металлизации Ti/Al/Ni/Au.

Аналогичный вышерассмотренным случаям характер зависимости удельного контактного сопротивления от температуры наблюдается и для времени БТО 90 с. При этом диапазон первого температурного оптимума составляет от 775 до 800 °С, а второго – от 850 до 875 °С, что также подтверждает вывод об эквивалентном увеличении глубины компонентов металлизации Ti/Al/Ni/Au.

Таким образом, при БТО гетероструктур GaN/AlGaN с ДЭГ на сапфировой подложке контактным нагревом с обратной стороны в диапазоне температур от 750 до 900 °С могут быть получены омические контакты с величиной удельного контактного сопротивления от  $2 \cdot 10^{-5}$  до  $1 \cdot 10^{-4}$  Ом·см<sup>2</sup>.

### Заключение

1. Установлены закономерности влияния температурно-временных условий быстрого термического отжига контактным нагревом с обратной стороны подложки на удельное сопротивление омических контактов металлизации Ti/Al/Ni/Au к гетероструктуре GaN/AlGaN с двумерным электронным газом.

2. Зависимость удельного контактного сопротивления от температуры содержит два температурных оптимума, при которых удельное контактное сопротивление омического контакта составляет менее  $1 \cdot 10^{-4}$  Ом·см<sup>2</sup>. Возникновение первого температурного оптимума обусловлено уменьшением расстояния от фронта диффузии низкоомного слоя интерметаллидов, образующегося при быстром термическом отжиге металлизации Ti/Al/Ni/Au, до области двумерного электронного газа. За пределами первого температурного оптимума наблюдается рост удельного контактного сопротивления до  $9 \cdot 10^{-3}$  Ом·см<sup>2</sup>, обусловленный поглощением слоя AlGaN низкоомным слоем интерметаллидов, что приводит к деградации двумерного электронного газа под контактами и ухудшению его проводящих свойств. Второй температурный оптимум обусловлен прохождением фронта диффузии области двумерного электронного газа и установлением бокового контакта между низкоомным слоем интерметаллидов и двумерным электронным газом, что приводит к уменьшению удельного контактного сопротивления.

3. При увеличении времени быстрого термического отжига от 30 до 90 с наблюдается смещение интервала первого температурного оптимума с 800 до 775 °С для нижней границы и с 825 до 800 °С для верхней, а второго температурного оптимума – с 875 до 850 °С для нижней границы и с 950 до 875 °С для верхней, что обусловлено эквивалентным увеличением глубины диффузии компонентов металлизации Ti/Al/Ni/Au.

4. Полученные результаты могут быть использованы в технологии создания изделий на основе GaN с двумерным электронным газом.

### Список литературы / References

1. Zywiets T. K., Neugebauer J., Scheffler M. (1999) The Adsorption of Oxygen at GaN Surfaces. *Applied Physics Letters*. 74 (12), 1695–1697. DOI: 10.1063/1.123658.
2. Mohammad S. N. (2004) Contact Mechanisms and Design Principles for Alloyed Ohmic Contacts to n-GaN. *Journal of Applied Physics*. 95 (12), 7940–7953. DOI: 10.1063/1.1712016.
3. Yunik A. D., Solovjov Ja. A., Zhyhulin D. V. (2022) Effect of Rapid Thermal Annealing Temperature on the Electrophysical Properties of the Ohmic Contact of Ti/Al/Ni Metallization to the GaN/AlGaN Heterostructure. *Doklady BGUIR*. 20 (3), 13–19. DOI: 10.35596/1729-7648-2022-20-3-13-19 (in Russian).
4. Greco Giuseppe, Iucolano Ferdinando, Roccaforte Fabrizio (2016) Ohmic Contacts to Gallium Nitride Materials. *Applied Surface Science*. 383, 324–345. DOI: 10.1016/j.apsusc.2016.04.016.
5. Borisenko V. E., Hesketh P. J. (1997) *Rapid Thermal Processing of Semiconductor*. New York, Springer Science. 358.
6. Doering R., Nishi Y. (2008) *Handbook of Semiconductor Manufacturing Technology*. New York, CRC Press. 1722.
7. Cunningham R. D., Brander R. W., Knee N. D., Wickenden D. K. (1972) Variation of Photoluminescence with Carrier Concentration in GaN. *Journal of Luminescence*. 5 (1), 21–31. DOI: 10.1016/0022-2313(72)90032-4.
8. Schroder D. K. (2006) *Semiconductor Material and Device Characterization, 3<sup>rd</sup> ed.* USA, Wiley-Interscience Publ. 141–142.

### Вклад авторов

Юник А. Д. изготовил экспериментальные образцы, выполнил электрофизические измерения, анализ и интерпретацию полученных результатов.

Соловьёв Я. А. осуществил постановку задачи, анализ и интерпретацию полученных результатов.

### Authors' contribution

Yunik A. D. made experimental samples, performed electrophysical measurements, analysis and interpretation of the results.

Solovjov J. A. carried out the statement of the problem, performed analysis and interpretation of the results.

### Сведения об авторах

**Юник А. Д.**, ведущий инженер отраслевой лаборатории новых технологий и материалов ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компании холдинга «ИНТЕГРАЛ».

**Соловьёв Я. А.**, к.т.н., доцент, заместитель директора филиала «Транзистор» ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ».

### Адрес для корреспонденции

220108, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. Корженевского, 16, к. 247  
ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания  
холдинга «ИНТЕГРАЛ», отраслевая лаборатория  
новых технологий и материалов  
Тел. +375 29 854-66-51  
E-mail: a.unik.gan@gmail.com  
Юник Андрей Дмитриевич

### Information about the authors

**Yunik A. D.**, Leading Engineer of the Branch Laboratory of New Technologies and Materials of JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” Holding Managing Company.

**Solovjov J. A.**, Cand. of Sci., Assistant Professor, Deputy Director of “Transistor” of JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” Holding Managing Company.

### Address for correspondence

220108, Republic of Belarus,  
Minsk, Korzhenevskogo St., 16, r. 247  
JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” Holding Managing  
Company, Branch Laboratory of New Technologies  
and Materials  
Tel. +375 29 854-66-51  
E-mail: a.unik.gan@gmail.com  
Yunik Andrei Dmitrievich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-21-27>

Оригинальная статья  
Original paper

УДК 621.357.7

## НЕСТАЦИОНАРНЫЙ ЭЛЕКТРОЛИЗ СПЛАВА ОЛОВО-МЕДЬ

Д. Ю. ГУЛЬПА, И. И. КУЗЬМАР, Л. К. КУШНЕР

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
(г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 11.10.2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022  
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

**Аннотация.** Методом нестационарного электролиза получены электрохимические покрытия сплавом олово-медь. Установлено влияние параметров импульсно-реверсированных токов (скважности, частоты, отношения длительности прямого и обратного импульсов) на кинетику процесса, структуру, состав, функциональные и защитные свойства осадков. Импульсный электролиз позволяет сдвинуть потенциалы осаждения металлов сплава, расширить пределы используемых токов и формировать осадки при больших их мгновенных значениях. Содержание меди в покрытиях, полученных на униполярном импульсном токе, варьируется в пределах 3,31–4,77 мас.%, а на импульсно-реверсированном – в пределах 1,59–1,69 мас.% (2,87 мас.% на постоянном токе). Осаждение на импульсно-реверсированных токах позволяет увеличить значение коэффициента растекания припоя с 96,38 до 98,20 % и снизить величину контактного электро-сопротивления покрытий с 2,0133 до 1,5067 мОм по сравнению с осадками, полученными на постоянном токе. Покрытия, полученные на импульсном токе частотой 10 Гц и скважностью 3,33 с содержанием меди в сплаве, близким к эвтектическому, обладают высоким коэффициентом растекания припоя и низким контактным сопротивлением. Рекомендованы для использования в радио- и микроэлектронной аппаратуре для пайки подвижных и неподвижных электрических контактных соединений.

**Ключевые слова:** электрохимические покрытия, сплав олово-медь, нестационарный электролиз.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Для цитирования.** Гульпа, Д. Ю. Нестационарный электролиз сплава олово-медь / Д. Ю. Гульпа, И. И. Кузьмар, Л. К. Кушнер // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 8. С. 21–27. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-21-27>.

## NON-STATIONARY ELECTROLYSIS OF A TIN-COPPER ALLOY

DMITRY Y. GULPA, INA I. KUZMAR, LARISA K. KUSHNER

*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)*

*Submitted 11.10.2022*

**Abstract.** Electrochemical coatings with a tin-copper alloy were obtained by the method of non-stationary electrolysis. The influence of the parameters of the pulsed-reversed currents (duty cycle, frequency, ratio of the duration of the forward and reverse pulses) on the kinetics of the process, structure, composition, functional and protective properties of deposits has been established. Pulsed electrolysis makes it possible to shift the coprecipitation potentials of alloy metals, expand the limits of the currents used, and form deposits at their high instantaneous values. The copper content in the coatings obtained on the unipolar pulsed current varies in the range of 3.31–4.77 wt.%, and on the pulse-reversed 1.59–1.69 wt.% (2.87 wt.% at direct current). Deposition on pulse-reversed currents makes it possible to increase the solder spreading coefficient from 96.38 to 98.20 % and reduce the value of the contact electrical resistance of the coatings from 2.0133 to 1.5067 mOhm compared to the deposits obtained with the direct current. Coatings obtained on the pulsed current with the frequency of 10 Hz and the duty cycle of 3.33 with a copper content in an alloy close to eutectic, have a high coefficient of solder spreading and low contact resistance and are recommended for use in radio and microelectronic equipment for soldering movable and fixed electrical contact connections.

**Keywords:** electrochemical coatings, tin-copper alloy, non-stationary electrolysis.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflict of interests.

**For citation.** Gulpa D. Y., Kuzmar I. I., Kushner L. K. (2022) Non-Stationary Electrolysis of a Tin-Copper Alloy. *Doklady BGUIR*. 20 (8), 21–27. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-21-27> (in Russian).

### Введение

Электрохимические покрытия сплавами на основе олова используют в современной электронной промышленности при производстве печатных плат, различных подвижных и неподвижных электрических контактных соединений, выполненных пайкой, определяющих надежную работу всего устройства или системы. В условиях массового производства элементов микро- и радиоэлектроники одним из перспективных является бинарный сплав олово-медь. Метод нестационарного электролиза, как и традиционное направление улучшения качества электрохимических покрытий путем модификации состава электролита различными многокомпонентными добавками, позволяет получать покрытия высокого качества [1]. Изменяя форму и параметры поляризующего тока, можно управлять электродным потенциалом и перераспределением парциальных токов разряда компонентов, структурой, составом и свойствами покрытий сплавами [2]. Исследованы особенности процесса формирования электрохимических покрытий сплавом олово-медь и установлены закономерности влияния параметров импульсных токов на кинетику, их состав, структуру и свойства.

### Методика проведения эксперимента

Для электроосаждения оловянных покрытий был использован электролит следующего состава: соляная кислота 1,998 М, сернокислое олово 0,2 М, тиомочевина 0,1997 М, поверхностно-активное вещество (ПАВ) 0,0259 М, гидрохинон 0,0045 М. Для осаждения сплава олово-медь в электролит вводили сернокислую медь 0,04 М [3]. Покрытия получали методом электрохимического осаждения на постоянном (ПТ), импульсно-униполярном (ИТ) (с частотой от 1 до 1000 Гц) и импульсно-реверсированном (от 9,09 до 90,90 Гц) токах (РТ).

Кинетические закономерности процесса электроосаждения покрытий изучали методом вольтамперометрии с использованием импульсного потенциостата-гальваностата Elins P-45X при линейной скорости развертки потенциала 5 мВ/с. Потенциал рабочего электрода измеряли относительно хлорсеребряного электрода сравнения и пересчитывали относительно стандартной водо-

родной шкалы. По поляризационным кривым, снятым в потенциодинамическом режиме, находили предельный ток. Значения тока обмена  $j_0$  и коэффициента переноса  $\alpha$  вычисляли с использованием графического представления уравнений Тафеля [4]. Рассчитывали катодный выход по току ( $ВТ_k$ ).

Элементный состав покрытий исследовали рентгенофлуоресцентным методом на спектрометре ElvaX, микрорельеф покрытий – с помощью растрового электронного микроскопа S-4800. Фазовый состав покрытий устанавливали на рентгеновском дифрактометре ДРОН-3.0. Четырехзондовым методом измеряли контактное электросопротивление, а для оценки смачиваемости покрытий припоем рассчитывали коэффициент растекания [2].

### Результаты исследований и их обсуждение

Получены электрохимические покрытия оловом и сплавом олово-медь. На рис. 1 представлены поляризационные кривые, описывающие кинетику процессов осаждения осадков на постоянном и периодическом токе. Стационарный потенциал независимо от условий электролиза составлял  $(0,400 \pm 0,005)$  В. Процесс электроосаждения олова, и сплава подчиняется законам смешанной кинетики. В составе электролитов присутствует поверхностно-активное вещество, которое, адсорбируясь на поверхности катода, образует пассивирующую пленку и способствует получению плотных мелкокристаллических осадков. На поляризационных кривых можно выделить участок «плато», на котором происходит рост потенциала электрода при величинах тока, близких к предельному. Значение предельного тока при формировании сплава олово-медь больше, чем для чистого олова, и составляет  $3,2 \cdot 10^{-2}$  против  $2,8 \cdot 10^{-2}$  А/см<sup>2</sup>.

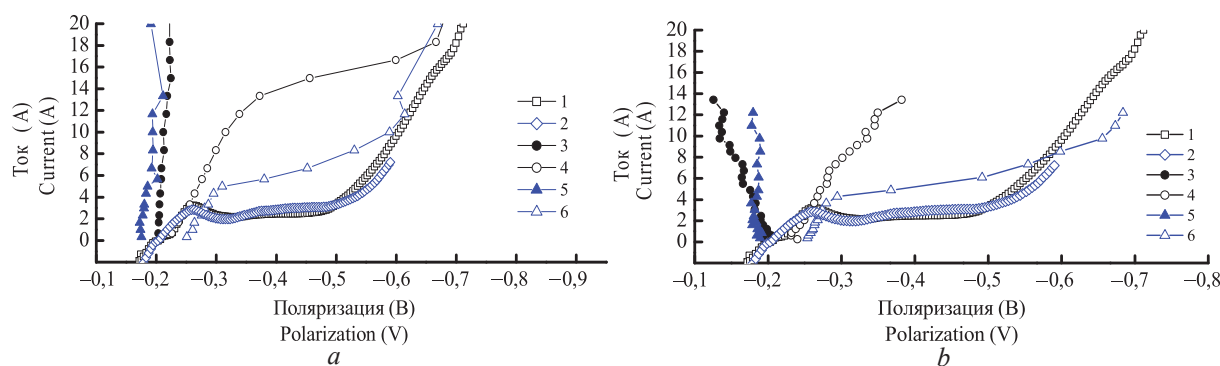


Рис. 1. Поляризационные кривые процесса осаждения покрытий оловом (1, 3, 4) и сплавом олово-медь (2, 5, 6), полученные при различных формах тока:

$a$  – постоянном и импульсном;  $b$  – постоянном и реверсированном (3, 5 –  $E_{\min}$ ; 4, 6 –  $E_{\max}$ )

Fig. 1. Polarization curves of the process of deposition of coatings with tin (1, 3, 4) and tin-copper alloy (2, 5, 6), obtained at different current shapes:  $a$  – direct and pulsed;  $b$  – direct and reversed (3, 5 –  $E_{\min}$ ; 4, 6 –  $E_{\max}$ )

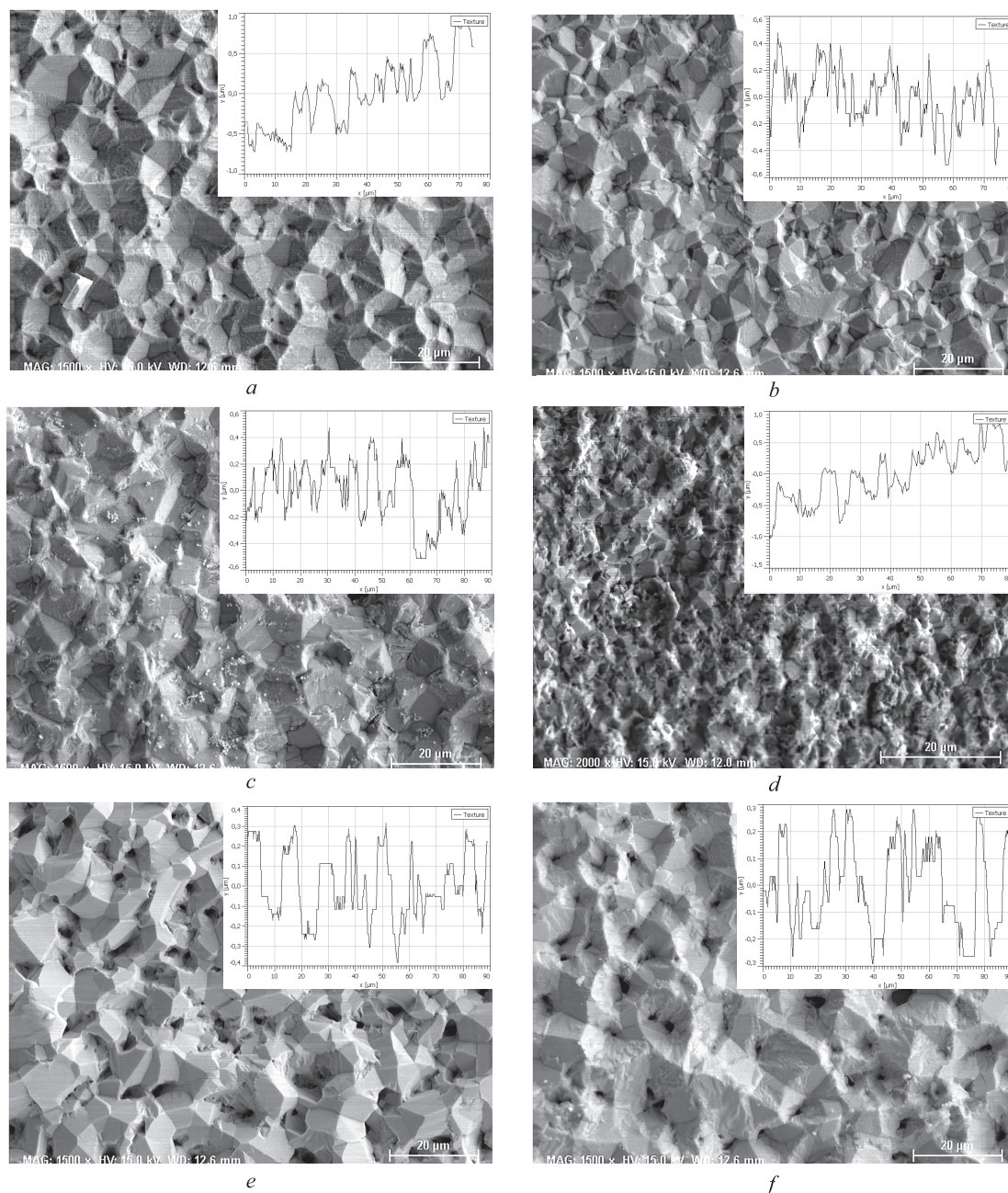
Колебания потенциала катода при импульсном электролизе в более отрицательную или положительную сторону дают возможность управлять адсорбцией/десорбцией ПАВ, а также катодной поляризацией и составом покрытия. Импульсный электролиз позволяет сдвинуть потенциалы соосаждения металлов сплава, расширить пределы используемых токов, формировать осадки при больших мгновенных значениях токов. При скважности  $q = 3,33$  и частоте  $f = 10$  Гц значения предельного тока при формировании олова и сплава составят  $13,86 \cdot 10^{-2}$  и  $4,94 \cdot 10^{-2}$  А/см<sup>2</sup> соответственно. В табл. 1 приведены кинетические характеристики процесса электроосаждения. Лимитирующей стадией в катодном процессе при импульсном электролизе, как и в случае с постоянным током, являются диффузионные ограничения скорости.

Таблица 1. Кинетические характеристики процесса электроосаждения  
Table 1. Kinetic characteristics of the electrodeposition process

Условия электроосаждения / Electrodeposition conditions	Постоянные Тафеля / Tafel constant				Ток обмена, А/см <sup>2</sup> / Exchange current density, А/см <sup>2</sup>		Коэффициент переноса / Charge transfer coefficient	
	Sn		Sn-Cu		Sn	Sn-Cu	Sn	Sn-Cu
	$a$	$b$	$a$	$b$	$j_0$	$j_0$	$\alpha$	$\alpha$
ПТ	0,200	0,133	0,097	0,048	0,086	0,016	0,300	0,630
ИТ, 10 Гц	0,053	0,091	0,050	0,078	0,264	0,231	0,320	0,371
РТ, 90,9 Гц	0,044	0,060	0,011	0,068	0,182	0,679	0,488	0,430

Однако абсолютные значения скоростей электродных реакций при импульсном электролизе больше, чем при стационарном режиме. Во время обратного импульса реверсированного тока происходит снижение катодного потенциала до значения стационарного. Нестационарный электролиз активизирует электродные процессы и влияет на симметричность катодных и анодных процессов. С увеличением частоты импульсного тока от 10 до 100 Гц значение тока обмена увеличивается и уменьшается на реверсированном токе, как для оловянных покрытий, так и для сплава олово-медь (табл. 1).

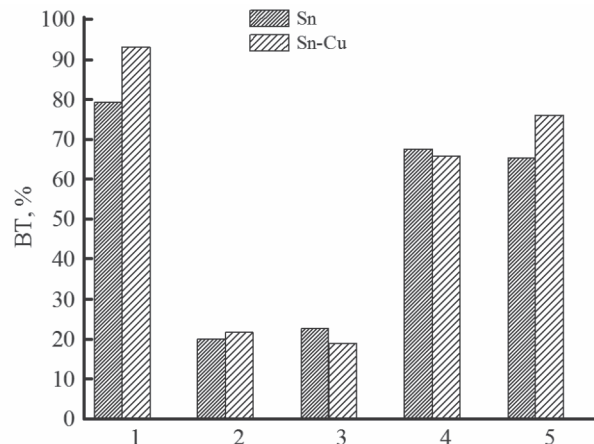
Полученные в условиях нестационарного электролиза покрытия сплавом плотные, мелкозернистые, светло-серые (рис. 2). На рис. 3 представлена зависимость выхода по току сплава от условий электроосаждения.



**Рис. 2.** РЭМ-изображение поверхностей электрохимических покрытий, полученных при различных условиях электроосаждения: *a, b, c* – Sn на постоянном, импульсном (10 Гц) и реверсированном (90,9 Гц) токах; *d, e, f* – Sn-Cu на постоянном, импульсном (10 Гц) и реверсированном (90,9 Гц) токах

**Fig. 2.** SEM-image of the surfaces of electrochemical coatings: *a, b, c* – Sn at direct, at pulsed (10 Hz) and at reversed (90.9 Hz) currents; *d, e, f* – Sn-Cu at direct, at pulsed (10 Hz) and at reversed (90.9 Hz) currents



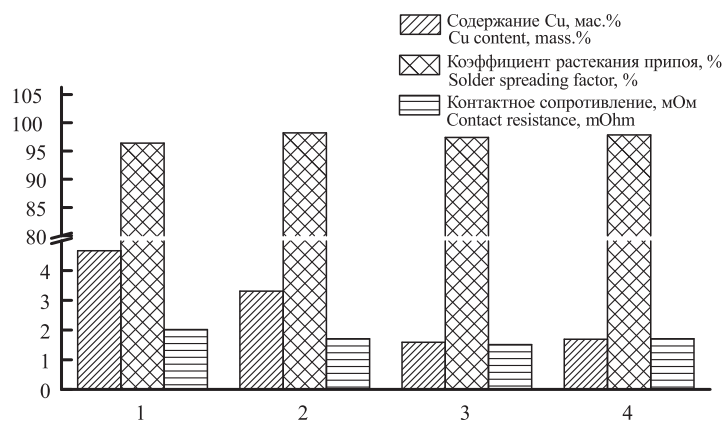


**Рис. 3.** Зависимость катодного выхода по току от режима электроосаждения покрытий оловом и сплавом олово-медь: 1 – постоянный ток; 2, 3 – импульсный ток (2 –  $\tau_{\text{импульса}}:\tau_{\text{паузы}} = 30:70$  мс, 3 –  $\tau_{\text{импульса}}:\tau_{\text{паузы}} = 300:700$  мс); 4, 5 – реверсированный ток (4 –  $\tau_{\text{прямого импульса}}:\tau_{\text{обратного импульса}} = 10:1$  мс, 5 –  $\tau_{\text{прямого импульса}}:\tau_{\text{обратного импульса}} = 100:10$  мс)

**Fig. 3.** Influence of the electroplating mode on the cathode current output: 1 – direct current; 2, 3 – impulsed current (2 –  $\tau_{\text{impulse}}:\tau_{\text{pause}} = 30:70$  ms, 3 –  $\tau_{\text{impulse}}:\tau_{\text{pause}} = 300:700$  ms); 4, 5 – impulse-reversed current (4 –  $\tau_{\text{forward impulse}}:\tau_{\text{reverse impulse}} = 10:1$  ms, 5 –  $\tau_{\text{forward impulse}}:\tau_{\text{reverse impulse}} = 100:10$  ms)

Максимальное значение катодного выхода по току 76 % на импульсно-реверсированном токе наблюдается при частоте поляризующего тока  $f = 90,9$  Гц. Уменьшение значений частоты приводит к увеличению выхода по току.

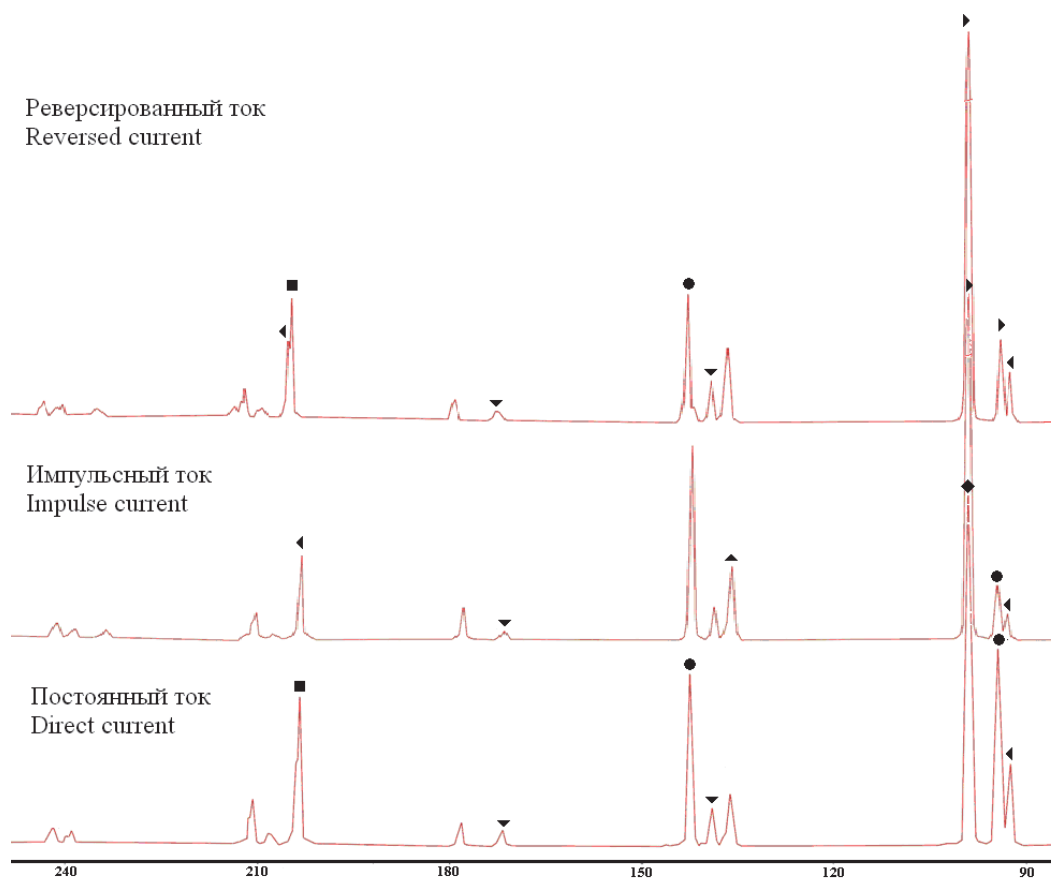
Анализ результатов исследования состава покрытий сплавом показал, что содержание меди с ростом частоты импульсного тока от 10 до 100 Гц уменьшается с 4,77 до 3,31 мас.% (2,87 мас.% на постоянном токе) (рис. 4). На реверсированном токе количество меди в сплаве снижается до 1,59–1,69 мас.% вследствие преимущественного растворения более электроотрицательного компонента (олова) во время обратного импульса.



**Рис. 4.** Зависимость состава и свойств сплава олово-медь от режимов электроосаждения: 1 – постоянный ток; 2 – импульсный ток  $\tau_{\text{импульса}}:\tau_{\text{паузы}} = 30:70$  мс; 3, 4 – реверсированный ток (3 –  $\tau_{\text{прямого импульса}}:\tau_{\text{обратного импульса}} = 10:1$  мс, 4 –  $\tau_{\text{прямого импульса}}:\tau_{\text{обратного импульса}} = 100:10$  мс)

**Fig. 4.** Effect of electroplating mode on Cu content, solder spreading factor and contact resistance: 1 – direct current; 2 – impulse current  $\tau_{\text{impulse}}:\tau_{\text{pause}} = 30:70$  ms; 3, 4 – reverse current (3 –  $\tau_{\text{forward impulse}}:\tau_{\text{reverse impulse}} = 10:1$  ms, 4 –  $\tau_{\text{forward impulse}}:\tau_{\text{reverse impulse}} = 100:10$  ms)

На рис. 5 приведен фазовый состав покрытий сплавом олово-медь, полученных на постоянном, импульсном (соотношение длительности импульса и паузы 30:70 мс) и реверсированном (соотношение длительности прямого и обратного импульсов 10:1 мс) токах. Для всех трех случаев характерно образование нескольких фаз:  $\alpha$ -(Cu, Sn) – твердый раствор; Sn – почти чистое олово; химические соединения  $\text{Cu}_{81}\text{Sn}_{22}$ ,  $\zeta$ - $\text{Cu}_{10}\text{Sn}_3$ ,  $\eta$ - $\text{Cu}_6\text{Sn}_5$ ,  $\delta$ - $\text{Cu}_{41}\text{Sn}_x$  ( $\text{Cu}_{81}\text{Sn}_{22}$ ).



**Рис. 5.** Рентгенограммы электрохимического покрытия Sn-Cu: ■ – Cu; ● – Sn; ◆ –  $\delta$ -Cu; ▲ –  $\text{Cu}_{81}\text{Sn}_{22}$ ; ▼ –  $\zeta$ - $\text{Cu}_{10}\text{Sn}_3$ ; ◀ –  $\eta$ - $\text{Cu}_6\text{Sn}_5$ ; ▶ –  $\delta$ - $\text{Cu}_{41}\text{Sn}_x$  ( $\text{Cu}_{81}\text{Sn}_{22}$ )  
**Fig. 5.** XRD pattern of the electrochemical coating Sn-Cu: ■ – Cu; ● – Sn; ◆ –  $\delta$ -Cu; ▲ –  $\text{Cu}_{81}\text{Sn}_{22}$ ; ▼ –  $\zeta$ - $\text{Cu}_{10}\text{Sn}_3$ ; ◀ –  $\eta$ - $\text{Cu}_6\text{Sn}_5$ ; ▶ –  $\delta$ - $\text{Cu}_{41}\text{Sn}_x$  ( $\text{Cu}_{81}\text{Sn}_{22}$ )

На рис. 4 и в табл. 2 представлены результаты исследования влияния режимов электроосаждения на функциональные свойства покрытия Sn-Cu. Осаждение на импульсно-реверсированных токах позволяет увеличить значение коэффициента растекания припоя с 96,38 до 98,20 % и снизить величину контактного электросопротивления покрытий с 2,0133 до 1,5067 мОм по сравнению с осадками, полученными на постоянном токе. В результате проведенных исследований установлено, что использование обладающего большей вариативностью параметров метода нестационарного электролиза при сплавообразовании позволяет управлять составом, структурой и свойствами электрохимических покрытий. Покрытия, полученные на импульсном токе частотой 10 Гц и скважностью 3,33 с содержанием меди в сплаве, близким к эвтектическому, обладают высоким коэффициентом растекания припоя и низким контактным сопротивлением.

**Таблица 2.** Влияние условий электроосаждения на функциональные свойства покрытия Sn-Cu  
**Table 2.** Influence of direct and impulse-reversed currents on the functional properties of the Sn-Cu coating

Режим электролиза / Electrolysis mode	Контактное сопротивление, мОм / Contact resistance, mOhm	Скорость коррозии, г/(м <sup>2</sup> ·ч) / Corrosion, g/(m <sup>2</sup> ·h)	Коэффициент растекания припоя, % / Solderability, %	
			Свежеосажденное покрытие / Freshly deposited coating	Покрытие после 6 месяцев хранения / Coating after 6 months of storage
ПТ	2,0133	1,6533	96,38	97,53
ИТ, 10 Гц	1,7067	1,4953	98,20	97,45
РТ, 9,09 Гц	1,5067	1,8667	97,40	98,20
РТ, 90,9 Гц	1,7067	1,8800	97,83	96,95

## Заключение

Изучено воздействие параметров импульсного тока на процесс формирования электрохимических покрытий сплавом олово-медь. Установлено, что использование нестационарного тока позволяет регулировать состав осадков в широком интервале концентраций, управлять структурой и свойствами. Покрытия, полученные на импульсном токе частотой 10 Гц и скважностью 3,33 с содержанием меди в сплаве, близким к эвтектическому, обладают высоким коэффициентом растекания припоя и низким контактным сопротивлением. Возможно их использование в радио- и микроэлектронной аппаратуре для пайки подвижных и неподвижных электрических контактных соединений.

## Список литературы

1. Костин, Н. А. Импульсный электролиз сплавов / Н. А. Костин, В. С. Кублановский. Киев: Научная мысль, 1996.
2. Контактно-барьерные структуры субмикронной электроники / А. П. Достанко [и др.]; под ред. А. П. Достанко, В. Л. Ланина. Минск: Бестпринт, 2021.
3. Электрохимическое осаждение покрытий сплавом олово-медь / Д. Ю. Гульпа [и др.] // Доклады БГУИР. 2021. Т. 19, № 7. С. 49–57. <http://doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-49-57>.
4. Антропов, Л. И. Теоретическая электрохимия / Л. И. Антропов. М.: Высш. шк., 1984.

## References

1. Kostin N. A., Kublanovsky V. S. (1996) *Pulse Electrolysis of Alloys*. Kiev, Scientific Thought Publ. (in Russian).
2. Dostanko A. P. (ed.) [et al.] (2021) *Contact-Barrier Structures of Submicron Electronics*. Minsk, Bestprint Publ. (in Russian).
3. Gulpa D. Y., Kuzmar I. I., Kushner L. K., Dezhkunov N. V., Khmyl A. A. (2021) Electrochemical Deposition of Tin-Copper Alloy Coatings. *Doklady BGUIR*. 19 (7), 49–57. <http://doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-49-57> (in Russian).
4. Anthropov L. I. (1984) *Theoretical Electrochemistry*. Moscow, Higher School Publ. (in Russian).

## Вклад авторов / Authors' contribution

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи / All authors have equally contributed to the writing of the article.

### Сведения об авторах

Гульпа Д. Ю., аспирант, младший научный сотрудник НИЛ 2.2 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Кузьмар И. И., к.т.н., заведующая НИЛ 2.2 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Кушнер Л. К., старший научный сотрудник НИЛ 2.2 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

### Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. П. Бровки, 6  
Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники  
Тел. +375 17 293-88-98  
E-mail: kuzmar@bsuir.by  
Кузьмар Инна Иосифовна

### Information about the authors

Gulpa D. Y., Postgraduate, Junior Researcher at the Research Laboratory 2.2 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Kuzmar I. I., Cand. of Sci., Head of the Research Laboratory 2.2 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Kushner L. K., Senior Researcher at the Research Laboratory 2.2 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

### Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka St., 6  
Belarusian State University  
of Informatics and Radioelectronics  
Tel. +375 17 293-88-98  
E-mail: kuzmar@bsuir.by  
Kuzmar Ina Iosifovna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-28-33>

*Original paper*  
*Оригинальная статья*

UDC 537.874

## THE TECHNIQUE FOR MANUFACTURING FLEXIBLE ELECTROMAGNETIC SHIELDS BASED ON RESISTIVE MATERIALS

H. AYAD

*University of Zawia (Az-Zawiyah, Libya)*

*Submitted 28.09.2022*

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022  
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

**Abstract.** The article introduces the technique for manufacturing flexible electromagnetic shields based on resistive materials (powdered charcoals and sheet foil), as well as the results of experimental justification of the use prospects of this technique in the development of new functional materials. This justification consisted of: 1) manufacturing of the experimental samples in accordance with the presented technique; 2) carrying out the measurements of the electromagnetic radiation reflection and transmission coefficient values in the frequency range of 0.7–17.0 GHz of the manufactured experimental samples. It was discovered that flexible electromagnetic shields based on the powdered charcoals manufactured in accordance with the presented technique are characterized by the electromagnetic radiation reflection coefficient values in the frequency range of 0.7–17.0 GHz, reaching –10.0 dB, when electromagnetic radiation reflection coefficient values reach –20.0 dB. Due to this fact it is possible to recommend to use them in order to ensure electromagnetic compatibility of radioelectronic equipment and to protect people from exposure to radiation, emitted by such equipment, as well as to hide ground objects from detection in the radar wavelength range.

**Keywords:** electromagnetic shield, resistive material, technique.

**Conflict of interests.** The author declares no conflict of interests.

**Acknowledgement.** The author is grateful to the Associate Professor of the Information Protection Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics Boiprav O. V. for assistance in measuring the electromagnetic radiation reflection and transmission coefficients values of the samples and for participating in the discussion of the results of these measurements.

**For citation.** Ayad H. (2022) The Technique for Manufacturing Flexible Electromagnetic Shields Based on Resistive Materials. *Doklady BGUIR*. 20 (8), 28–33. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-28-33>.

## ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ГИБКИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЭКРАНОВ НА ОСНОВЕ РЕЗИСТИВНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Х. АЙАД

*Университет Завия (Аз-Завия, Ливия)*

*Поступила в редакцию 28.09.2022*

**Аннотация.** В статье представлены технология изготовления гибких электромагнитных экранов на основе резистивных материалов (порошкообразного угля и листовой фольги), а также результаты экспериментального обоснования перспектив использования этой технологии при разработке новых функциональных материалов. Это обоснование заключалось в следующем: 1) изготовление экспериментальных образцов согласно представленной технологии; 2) проведение измерений значений коэффициентов отражения и передачи электромагнитного излучения в диапазоне частот 0,7–17,0 ГГц изготовленных экспериментальных образцов. Установлено, что гибкие электромагнитные экраны на основе порошкообразных древесных углей, изготовленные согласно представленной технологии, характеризуются значениями коэффициента отражения электромагнитного излучения в диапазоне частот 0,7–17,0 ГГц, достигающими –10,0 дБ, при значениях коэффициента отражения электромагнитного излучения –20,0 дБ. В связи с этим можно рекомендовать использование таких экранов для обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств и защиты людей от воздействия излучения, генерируемого такими средствами, а также для скрытия наземных объектов от обнаружения в радиолокационном диапазоне длин волн.

**Ключевые слова:** электромагнитный экран, резистивный материал, технология.

**Конфликт интересов.** Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

**Благодарность.** Автор выражает благодарность доценту кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники Бойправ О. В. за помощь в измерении значений коэффициентов отражения и передачи электромагнитного излучения образцов и за участие в обсуждении результатов этих измерений.

**Для цитирования.** Айад, Х. Технология изготовления гибких электромагнитных экранов на основе резистивных материалов / Х. Айад // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 8. С. 28–33. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-28-33>.

### Introduction

Nowadays electromagnetic shields are used to solve the following tasks:

- 1) hiding objects from detection in the radar wavelength range;
- 2) ensuring electromagnetic compatibility of radio-electronic equipment;
- 3) protection of people from exposure to radiation from radioelectronic equipment.

Electromagnetic shields are made on the basis of magnetic and / or resistive materials (that is, materials characterized by high values of magnetic permeability and / or electrical conductivity) [1]. Electromagnetic shields based on magnetic materials are narrow-band. This means that they provide absorption of the energy of electromagnetic radiation in a narrow band of radio frequency range (the difference between the boundary values of this band is 0.5–1.0 GHz) as shown in papers [2–4]. Due to the fact that electromagnetic shields based on magnetic materials are narrow-band, they are suitable, as a rule, to solve of the third task presented above.

Electromagnetic shields based on resistive materials are wide-band compared to radio absorbers based on magnetic materials, which is confirmed by the results of studies presented in the papers [5–7]. That's why they are suitable to solve all tasks presented above. In this regard, the objects of the current research are electromagnetic shields based on resistive materials. The main problems currently being solved in the field of electromagnetic shields improvement are:

- reducing the time spent on the manufacture of radioabsorbers (or increasing the radioabsorbers manufacturability);
- reducing the cost of radioabsorbers based on resistive materials.

The first of the presented problems is due to the fact that most modern electromagnetic shields based on resistive materials are polymer composites obtained by distributing carbon materials (carbon black, carbon nanotubes, carbon fibers or nanofibers, graphene, graphene oxide) in the bulk of a liquid-phase polymer matrix with further molding and drying under standard or specially designed conditions of the resulting material [8]. The second of the presented problems is due to the high cost of carbon materials listed above. In addition, both of the presented problems are due to the fact that the process of manufacturing of electromagnetic shields based on resistive materials is accompanied by the need to use a wetting agent to improve the adhesion of the binder to filler (i. e. resistive material (-s)) particles [9–11].

To solve the above problems in the field of improvement of electromagnetic shields based on resistive materials, nowadays powdered charcoals are proposed for their manufacture [12–14]. The aim of the current work was to develop and experimentally justify new high-manufacturability technique of charcoal-based electromagnetic shields obtaining.

The following tasks have been solved to achieve the aim:

- 1) the developed technique has been described;
- 2) the experimental samples have been made according to the developed technique;
- 3) the measurements of the electromagnetic radiation reflection and transmission coefficients values of the manufactured experimental samples have been carried out in the frequency range 0.7–17.0 GHz;
- 4) the regularities of changes of the electromagnetic radiation reflection and transmission coefficients values in the frequency range 0.7–17.0 GHz of the manufactured experimental samples have been established and substantiated, depending on the type of charcoal contained in their composition;
- 5) the recommendations for the practical application of radioabsorbers manufactured in accordance with the developed technique have been proposed.

### Materials and methods

The developed technique for radioabsorbers obtaining on the base of the listed resistive materials includes the following stages:

- preparation of rectangular canvases of polyurethane foam (Fig. 1) – the size and shape of such canvases should correspond to the requirements to the developed radioabsorbers;
- preparation of rectangular canvases from the mesh made of polyethylene (Fig. 1) – the size and shape of such canvases should correspond to the requirements to the developed radioabsorbers;
- preparation of rectangular canvases from the polyethylene film with a thickness of 10 microns – the size and shape of such canvases should correspond to the requirements to the developed radioabsorbers;
- arrangement the canvas based on a polyethylene mesh on top of the canvas based on polyurethane foam (Fig. 1, a);
- obtaining powdered charcoal: grinding pieces of charcoal to powder with a particle size of up to 200  $\mu\text{m}$ ;
- preparation of alkaline earth chlorides aqueous solutions at equilibrium concentration;
- mixing the obtained powdered charcoal with the prepared aqueous solutions in a volumetric ratio of 2:1 (Fig. 1, b);
- application of the resulting mixture with a layer of  $(3.0 \pm 1.0)$  mm thick on the surface of canvases based on polyurethane foam and polyethylene mesh;
- arrangement of the canvas based on a polyethylene mesh over the applied mixture;



Fig. 1. Illustrations of the results of the developed technique main stages implementation

- arrangement of the canvas based on polyurethane foam on top of a polyethylene mesh cloth;
- sealing the resulting structure by placing it between rectangular canvases based on a polyethylene film with a thickness of 10  $\mu\text{m}$  and further joining along the perimeter of these canvases using the soldering method (Fig. 1, c).

In comparison with analogs, the developed technique is characterized by such advantage as reduced time costs for implementation, which is due to the following features:

1) the absence of the stage associated with the creation of conditions for drying the binder, due to the fact that the retention of powdered charcoal particles in the volume of radioabsorbers manufactured in accordance with the developed technique is ensured not by the binder, but by the mesh and polyurethane foam (i.e. the use of binders is not provided within the framework of the manufacturing process of radioabsorbers in accordance with the developed technique);

2) the absence of the stage associated with the use of wetting agents.

In accordance with the developed technique, three groups of experimental samples of radio absorbers have been made, differing in the type of charcoal contained in their composition. Tabl. 1 provides information on these samples.

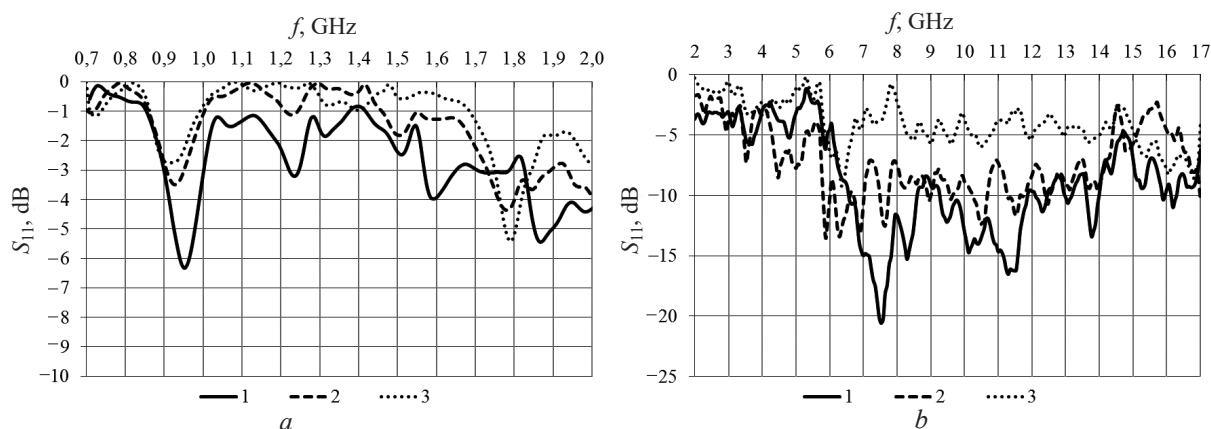
Measurements of the electromagnetic radiation reflection and transmission coefficients values of the manufactured samples have been performed in the frequency range 0.7–17.0 GHz using a scalar network analyzer. The measurements have been carried out in the specified frequency range due to the fact that most of the modern transmitting and receiving equipment operates in it, and also due to the fact that unwanted emissions of modern radioelectronic equipment are characterized by frequencies whose values belong to the specified range [15].

### Results and discussion

Fig. 2 shows the frequency dependences of the electromagnetic radiation reflection coefficient in the range of 0.7–17.0 GHz of the manufactured samples.

**Table 1.** Information about the manufactured experimental samples

Name of the experimental samples group	Type of the charcoal, contained in the experimental samples	Thickness, mm	Weight of 1 m <sup>2</sup> , kg	Quality of the experimental samples in the group
Samples of the group 1	Non-activated wood charcoal	20 ± 1	1.5 ± 0.05	10
Samples of the group 2	Activated wood charcoal		1.6 ± 0.05	
Samples of the group 3	Activated coconut charcoal		1.65 ± 0.05	



**Fig. 2.** Frequency dependences of the electromagnetic radiation reflection coefficient in the range of 0.7–2.0 GHz (a) and 2.0–17.0 GHz (b) of the manufactured samples: 1 – samples of the group 1; 2 – samples of the group 2; 3 – samples of the group 3

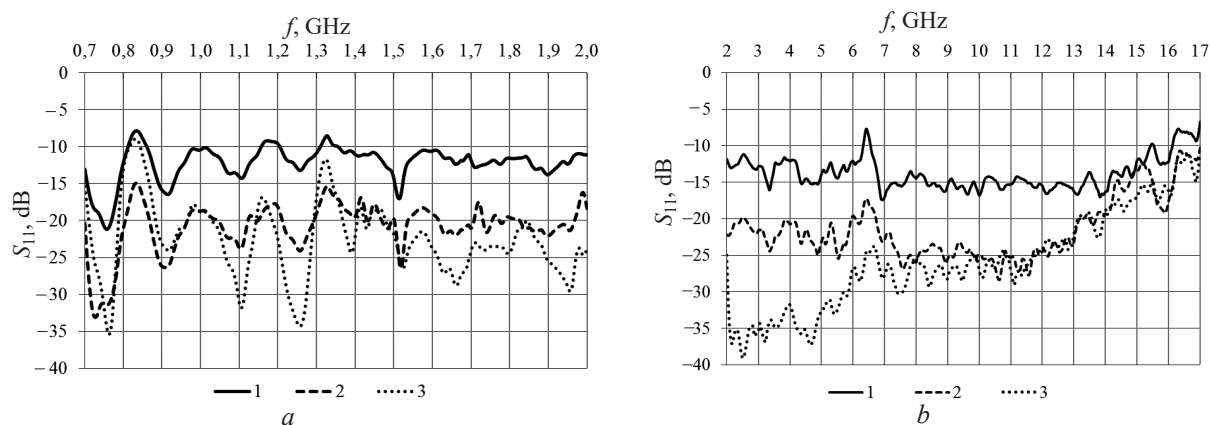
It follows from Fig. 2 that the lowest electromagnetic radiation reflection coefficient values in the frequency range 0.7–17.0 GHz are found in samples based on non-activated wood charcoal. These values range from –1.0 to –20.0 dB. Samples based on wood and coconut activated charcoals in the frequency range 0.7–2.0 GHz are characterized by the electromagnetic radiation reflection coefficient values ranging from –0.5 to –6.0 dB. In the frequency range 2.0–17.0 GHz, the values of the considered parameter for such samples, respectively, vary in the range from –2.0 to –15.0 dB and from –2.0 to –8.0 dB.

Lower values of the electromagnetic radiation reflection coefficient in the frequency range 0.7–17.0 GHz of the samples based on non-activated wood charcoal compared to samples based on activated wood and coconut charcoals are due to the following features:

1) the value of the reflection loss of electromagnetic radiation, provided by the material, is directly proportional to the value of its specific electrical conductivity [15];

2) it was experimentally established that the value of the specific electrical conductivity of a mixture of unactivated wood charcoal and  $\text{CaCl}_2$  aqueous solution is 9 S/m and below the values of the specific electrical conductivity of the mixture of activated wood charcoal and  $\text{CaCl}_2$  aqueous solution (25 S/m) and the mixture of activated coconut charcoal and  $\text{CaCl}_2$  aqueous solution (75 S/m) [13].

Fig. 3 shows the frequency dependences of the electromagnetic radiation transmission coefficient in the range of 0.7–17.0 GHz of the manufactured samples.



**Fig. 3.** Frequency dependences of the electromagnetic radiation transmission coefficient in the range of 0.7–2.0 GHz (a) and 2.0–17.0 GHz (b) of the manufactured samples: 1 – samples of the group 1; 2 – samples of the group 2; 3 – samples of the group 3

It follows from Fig. 3 that the electromagnetic radiation transmission coefficient values in the frequency range 0.7–17.0 GHz of the manufactured samples vary within the following limits:

- 1) from –10.0 to –15.0 dB – for the samples based on non-activated wood charcoal;
- 2) from –20.0 to –25.0 dB – for the samples based on activated wood charcoal;
- 3) from –25.0 to –35.0 dB – for the samples based on activated coconut charcoal.

Experimental samples based on activated coconut charcoal are characterized by lower values of the electromagnetic radiation transmission coefficient in comparison with other experimental samples due to the fact that a mixture of activated coconut charcoal and  $\text{CaCl}_2$  aqueous solution is characterized, as indicated above, by high values of the specific electrical conductivity compared to the mixture of non-activated wood charcoal and  $\text{CaCl}_2$  aqueous solution and to the mixture of activated wood charcoal and  $\text{CaCl}_2$  aqueous solution.

## Conclusion

Based on the results of studying the samples of electromagnetic shields manufactured in accordance with the developed technique, the following conclusions can be drawn.

1. Electromagnetic shields based on activated coconut charcoal seem to be promising for use in the manufacture of partitions intended for placement between units of radioelectronic equipment, as well as workwear for people serving radio electronic equipment, which is a source of high-intensity electromagnetic radiation. This recommendation is due to the fact that these shields are characterized by low values of the electromagnetic radiation transmission coefficient (up to –40.0 dB) in the frequency range 0.7–17.0 GHz.



2. Electromagnetic shields based on wood charcoal (non-activated and activated) are promising for use in the manufacture of structures designed to hide ground objects from detection in the radar wavelength range. This recommendation is due to the fact that these shields are characterized by low values of the electromagnetic radiation reflection coefficient (from  $-10.0$  till  $-20.0$  dB) in the X-frequency range.

## References

1. Saville P. (2005) *Review of Radar Absorbing Materials*. Canada.
2. Adi W. A., Yunasfi Y., Mashadi M., Winatapura D. S., Mulyawan A., Sarwanto Y., Gunanto Y. E., Taryana Y. (2019) Metamaterial, In. *Electromagnetic Fields and Waves*. UK, IntechOpen Publ.
3. Fisli D. S., Winatapura E., Sukirman S., Mustofa W. A. A., Taryana Y. (2019) Iron Oxide/Titania Composites for Radar Absorbing Material (RAM) Applications. *Cerâmica*. 65 (375), 470–476. DOI: 10.1590/0366-69132019653752728.
4. Maltsev A. A., Bibikov S. B., Maltseva I. E., Marnautov N. A., Komissarova L. Kh., Elfimov A. B. (2020) Working out the Method of Obtaining Radio-Absorbing Composite Material Based on Magnetite Nanoparticles and Polydimethylsiloxanes. *Key Engineering Materials*. 869, 362–366. DOI: 10.4028/www.scientific.net/KEM.869.362.
5. Ban G., Liu Z., Ye S., Yang H., Tao R., Luo P. (2017) Microwave Absorption Properties of Carbon Fiber Radar Absorbing Coatings Prepared by Water-Based Technologies. *RSC Advances*. 26658–26664.
6. Delfini M. A., Vricella A., Santoni F., Rubini G., Pastore R., Marchetti M. (2018) Advanced Radar Absorbing Ceramic-Based Materials for Multifunctional Applications in Space Environment. *Materials (Basel)*. 11 (9), 1730. DOI: 10.3390/ma11091730.
7. Ney Boss A. F., Ferreira H. R., Braghiroli F. L., Amaral-Labat G. A., Teixeira de Souza A. A., Bouaffif H., Koubaa A., Baldan M. R., Lenz e Silva G. F. B. (2021) Investigation of Sustainable Porous Carbon as Radar Absorbing Material. *Materia (Rio de Janeiro)*. 26 (2). DOI: 10.1590/S1517-707620210002.1263.
8. Setua D. K., Mordina B., Srivastava A. K., Roy D., Prasad N. E. (2020) Carbon Nanofibers-Reinforced Polymer Nanocomposites as Efficient Microwave Absorber In. *Fiber-Reinforced Nanocomposites: Fundamentals and Applications*. Elsevier Publ.
9. Dong Shijin, Bai Anyang, Wang Hongzhang, Yu Yang Liu Jing (2019) Electromagnetic Shielding Coating Material and Preparation Method Therefor. Patent WO2019033834A1. Publ. 21.02.2019.
10. Zeng Jun, Jiang Xiaoyun, Jiang Yishang, Chen Zhonggang, Liu Qinghua, Tang Junyi (2020) Halogen-Free Flame-Retardant Electromagnetic Shielding Material and Preparation Method and Application Thereof. Patent CN108003771B. Publ. 22.05.2020.
11. Yu Zhengping, Zhang Tao, Shi Xiaobo, Wang Yong, Zhang Hongchuan, Zhang Guangbin, Wang Yuan (2012) Composite Coating Electromagnetic Shielding Paint and Composite Coating Electromagnetic Shielding Material Prepared Therefrom. Patent CN102020899B. Publ. 30.05.2012.
12. Lynkou L. M., Bogush V. A., Borbot'ko T. V., Nasonova N. V., Belousova E. S., Boiprav O. V. (2019) New Technologies for Creation of Electromagnetic Radiation Shields Based on Modified Powder, Nanostructured and Film Materials. *Doklady BGUIR*. 120 (2), 85–99 (in Russian).
13. Ayad H., Boiprav O., Lynkou L. (2020) *Electromagnetic Shields Based on Powdered Coal-Containing Materials*. Minsk, Bestprint Publ.
14. Huang Y., Chen S., Ma R., Cheng Y., Jin L., Chen G. (2021) Coal-Based Carbon Composite with Excellent Electromagnetic-Shielding Properties Prepared from Modification of Coal with D-A Reaction. *Advanced Composites and Hybrid Materials*. DOI: 10.1007/s42114-021-00290-5.
15. Shukla V. (2019) Review of Electromagnetic Interference Shielding Materials Fabricated by Iron Ingredients. *Nanoscale Advances*. 1, 1640–1671.

## Information about the author

**Ayad Hisham**, PhD, Lecturer of the Electrical Engineering and Electronics Department of the University of Zawia.

## Address for correspondence

16418, Libya,  
Az-Zawiyah  
University of Zawia  
Tel. +218 92 740-54-17  
E-mail: hishamayadayad@gmail.com  
Ayad Hisham



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-34-41>

Оригинальная статья  
Original paper

УДК 621.373.826, 621.38

## ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВУХЛУЧЕВОЙ ЛАЗЕРНОЙ ОЧИСТКИ КВАРЦЕВОГО СЫРЬЯ

В. А. ЕМЕЛЬЯНОВ<sup>1</sup>, Е. Б. ШЕРШНЕВ<sup>2</sup>, Ю. В. НИКИТЮК<sup>2</sup>, С. И. СОКОЛОВ<sup>2</sup>,  
И. Ю. АУШЕВ<sup>3</sup>

<sup>1</sup>ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ» (г. Минск, Республика Беларусь)

<sup>2</sup>Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины (г. Гомель, Республика Беларусь)

<sup>3</sup>Университет гражданской защиты МЧС Беларуси (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 16.09.2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022  
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

**Аннотация.** При помощи численного моделирования установлены значения технологических параметров, обеспечивающих эффективную двухлучевую лазерную очистку кварцевого сырья. Выполнена оптимизация двухлучевой лазерной очистки кварцевого сырья с использованием генетического алгоритма MOGA в программе ANSYS Workbench. С применением гранецентрированного варианта центрального композиционного плана эксперимента получена регрессионная модель двухлучевой очистки кварцевого сырья. В качестве варьируемых факторов принимали плотность мощности лазера с длиной волны излучения 10,60 мкм, плотность мощности лазера с длиной волны излучения 1,06 мкм, радиус частицы кварца, радиус частицы примеси и время обработки. В качестве откликов – максимальные температуры кварцевых частиц с примесью и без примеси. Проведена проверка регрессионной модели. Полученные результаты позволяют сделать вывод о наличии необходимого соответствия регрессионной модели данным конечно-элементного анализа. Выполнена оценка влияния параметров обработки на максимальные значения температуры кварцевых частиц. Оптимизацию двухлучевой лазерной очистки кварцевого сырья осуществляли по критерию минимума времени обработки при достижении значений максимальных температур кварцевых частиц с примесью температуры плавления и при ограничении значений максимальных температур кварцевых частиц без примеси значениями ниже температуры плавления. Оптимизацию выполняли для двух комбинаций размеров кварцевых частиц и частиц примеси. Проведено сравнение параметров, полученных в результате оптимизации, и параметров, полученных при конечно-элементном моделировании. Максимальная относительная погрешность данных, рассчитанных с использованием алгоритма MOGA, не превысила 2,5 % при определении максимальных температур. В результате моделирования установлены параметры обработки, использование которых обеспечит повышение производительности двухлучевой очистки кварцевого сырья.

**Ключевые слова:** лазерное излучение, сепарация, примесь, оптимизация, MOGA, ANSYS.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Для цитирования.** Оптимизация параметров двухлучевой лазерной очистки кварцевого сырья / В. А. Емельянов [и др.] // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 8. С. 34–41. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-34-41>.

## OPTIMIZATION OF PARAMETERS OF TWO-BEAM LASER TWELDING OF QUARTZ RAW MATERIALS

VICTOR A. EMELYANOV<sup>1</sup>, EVGENY B. SHERSHNEV<sup>2</sup>, YURI V. NIKITJUK<sup>2</sup>,  
SERGEY I. SOKOLOV<sup>2</sup>, IGOR Y. AUSHEV<sup>3</sup>

<sup>1</sup>JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” Holding Managing Company (Minsk, Republic of Belarus)

<sup>2</sup>Francisk Skorina Gomel State University (Gomel, Republic of Belarus)

<sup>3</sup>University of Civil Protection of the Ministry for Emergency Situations of the Republic of Belarus  
(Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 16.09.2022

**Abstract.** In the work, with the help of numerical simulation, the values of technological parameters are established, which provide effective two-beam laser cleaning of quartz raw materials. The optimization of two-beam laser cleaning of quartz raw materials was performed using the MOGA genetic algorithm in the ANSYS Workbench program. Using the face-centered version of the central compositional plan of the experiment, a regression model of two-beam cleaning of quartz raw materials was obtained. The power density of a laser with the wavelength of 10.6  $\mu\text{m}$ , the power density of a laser with the wavelength of 1.06  $\mu\text{m}$ , the radius of a quartz particle, the radius of an impurity particle, and the processing time were used as variable factors. The maximum temperatures of quartz particles with impurities and quartz particles without impurities were used as responses. The regression model was tested. The results obtained allow us to conclude that there is a necessary correspondence between the regression model and the finite element analysis data. An assessment of the influence of processing parameters on the maximum values of the temperature of quartz particles was made. Optimization of two-beam laser cleaning of quartz raw materials was carried out according to the criterion of minimum processing time when reaching the maximum temperatures of quartz particles with an admixture of the melting temperature and limiting the maximum temperatures of quartz particles without an admixture to values below the melting temperature. Optimization was performed for two combinations of quartz and impurity particle sizes. The parameters obtained as a result of optimization and the parameters obtained as a result of finite element modeling are compared. The maximum relative error of the results obtained using the MOGA algorithm did not exceed 2.5 % when determining the maximum temperatures. As a result of the simulation, processing parameters have been established, the use of which will provide an increase in the productivity of two-beam purification of quartz raw materials.

**Keywords:** laser radiation, separation, impurity, optimization, MOGA, ANSYS.

**Conflict of interest.** The authors declare that they have no conflicts of interest.

**For citation.** Emelyanov V. A., Shershnev E. B., Nikitjuk Y. V., Sokolov S. I., Aushev I. Y. (2022) Optimization of Parameters of Two-Beam Laser Twelding of Quartz Raw Materials. *Doklady BGUIR*. 20 (8), 34–41. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-34-41> (in Russian).

### Введение

Фотошаблоны являются важной составляющей производства микросхем. При их изготовлении широко используется кварцевое стекло, которое устойчиво к воздействию воды, щелочных и кислых растворов. Необходимость применения лазерного излучения меньшей длины волны при уменьшении размеров транзисторов так же определяет целесообразность применения кварцевого стекла для изготовления фотошаблонов [1].

Чистота кварцевого сырья, применяемого при изготовлении фотошаблонов, оказывает значительное влияние на эксплуатационные параметры микросхем [2]. В настоящее время используются электрические, магнитные и химические методы очистки кварцевого сырья от примесей [3]. Недостатки вышеперечисленных методов в ряде случаев удается преодолеть за счет применения двухлучевого способа лазерной очистки кварцевого сырья [4–6].

Оптимизация параметров лазерной очистки кварцевого сырья – важная задача. Примеры повышения эффективности лазерных технологий в результате оптимизации соответствующих технологических параметров с использованием генетических алгоритмов приведены в [7, 8].

Один из эффективных генетических алгоритмов – алгоритм MOGA (Multi-Objective Genetic Algorithm) [9, 10]. Результаты оптимизации параметров конструкций и технологических процессов с использованием MOGA, реализованного в модуле DesignXplorer программы ANSYS Workbench, представлены в [7, 8, 10, 11]. Решение задачи определения параметров обработки с помощью MOGA в модуле DesignXplorer обеспечит эффективную реализацию двухлучевой лазерной очистки кварцевого сырья.

### Конечно-элементный анализ

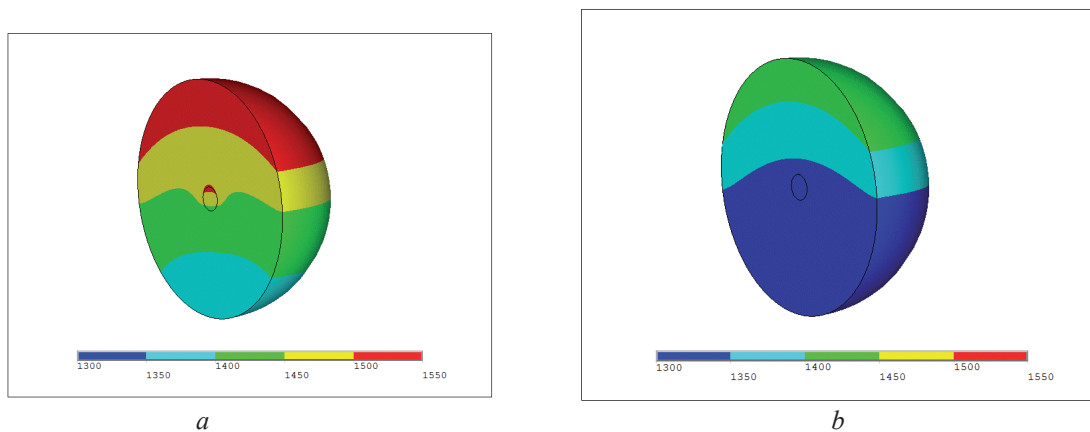
Расчет температурных полей, формируемых при двухлучевой лазерной очистке кварцевого сырья, выполняли с использованием программы на языке программирования APDL (ANSYS Parametric Design Language) в комплексе конечно-элементного анализа ANSYS [12]. Для моделирования сформировали сферическую конечно-элементную модель частицы кварца с включением примеси, состоящую из 183 643 элементов Solid 87. При расчетах использовали свойства кварца и слюды, как основных видов примесей, содержащихся в кварцевом сырье [13, 14]. При моделировании учитывали, что кварц практически не поглощает лазерное излучение с длиной волны 1,06 мкм, а излучение с длиной волны 10,60 мкм поглощается в тонком поверхностном слое кварца. При этом энергия лазерного излучения с длиной волны 10,60 мкм поглощается примесями, входящими в состав кварцевого сырья.

В табл. 1 приведены параметры двухлучевого лазерного воздействия на кварцевое сырье, использованные при конечно-элементном расчете температурных полей.

**Таблица 1.** Параметры двухлучевого воздействия на кварцевое сырье  
**Table 1.** Parameters of two-beam exposure to quartz raw materials

Параметр / Parameter	Значение / Value
Плотность мощности пучка с длиной волны 10,60 мкм $P_1$ , Вт/м <sup>2</sup>	$0,5 \cdot 10^6$
Плотность мощности пучка с длиной волны 1,06 мкм $P_2$ , Вт/м <sup>2</sup>	$2 \cdot 10^6$
Радиус частицы кварца $R_1$ , м	$3,5 \cdot 10^{-4}$
Радиус примеси $R_2$ , м	$3,5 \cdot 10^{-5}$
Время обработки $t$ , с	1

На рис. 1 представлено полученное в результате моделирования распределение температурных полей при двухлучевом воздействии на частицы кварца с включениями примеси и без нее. В обоих случаях распределение температурных полей характеризуется наличием области высоких температур на поверхности кварцевой частицы, сформированной в результате воздействия лазерного излучения с длиной волны 10,60 мкм. При этом присутствие примеси обуславливает повышение температур в месте ее локализации из-за поглощения лазерного излучения с длиной волны 1,06 мкм, и приводит к дополнительному повышению температуры на поверхности частицы кварца [2].



**Рис. 1.** Распределение температурного поля при двухлучевом воздействии на частицы кварца, К:  
 $a$  – с примесью;  $b$  – без примеси

**Fig. 1.** Distribution of the temperature field under two-beam exposure in a quartz particle, K:  
 $a$  – with an impurity;  $b$  – without impurities

### Определение оптимальных параметров процесса двухлучевой лазерной очистки кварцевого сырья

Оптимизацию параметров лазерной очистки кварцевого сырья выполняли в модуле DesignXplorer расчетной среды Ansys Workbench и осуществляли в соответствии с последовательностью действий, представленных в [7]. В модуле DesignXplorer был сформирован гранично-центрированный вариант центрального композиционного плана эксперимента для пяти факторов  $P_1$ – $P_5$  [15], где  $P_1$  – плотность мощности пучка с длиной волны 10,60 мкм  $P_1$ ;  $P_2$  – плотность мощности пучка с длиной волны 1,06 мкм  $P_2$ ;  $P_3$  – радиус частицы кварца  $R_1$ ;  $P_4$  – радиус примеси  $R_2$ ;  $P_5$  – время обработки  $t$ . В соответствии с планом эксперимента выполнены расчеты для 27 комбинаций входных параметров. При этом определяли следующие выходные параметры: максимальную температуру частицы кварца с примесью  $T_1$  и без примеси  $T_2$ . Таким образом, моделью объекта исследования являлись функции отклика, связывающие выходные параметры  $T_1, T_2$  с факторами  $P_1, P_2, R_1, R_2, t$ .

Уравнения регрессии, полученные с использованием модуля DesignXplorer программы ANSYS Workbench, имеют следующий вид:

$$Y_1 = 8,2 + 3,9 \cdot 10^{-6} VPP_1 - 1,1 \cdot 10^4 R_1 + 3,6t - 8,0 \cdot 10^{-13} P_1^2 + 1,2 \cdot 10^7 R_1^2 - 8,1 \cdot 10^{-1} t^2 - 7,0 \cdot 10^{-14} P_1 P_2 - 3,5 \cdot 10^{-3} P_1 R_2 - 3,6 \cdot 10^{-4} P_2 R_1 + 5,6 \cdot 10^{-3} P_2 R_2 + 7,8 \cdot 10^{-8} P_2 t - 2,3 \cdot 10^7 R_1 R_2 - 1,4 \cdot 10^3 R_1 t + 6,9 \cdot 10^3 R_2 t; \quad (1)$$

$$T_1 = (Y_1 0,075 + 1)^{1/0,075} - 1; \quad (2)$$

$$Y_2 = 6,2 + 2,2 \cdot 10^{-6} P_1 - 5,7 \cdot 10^3 R_1 + 2,2t - 5,5 \cdot 10^{-13} P_1^2 + 5,0 \cdot 10^6 R_1^2 - 5,1 \cdot 10^{-1} t^2 - 4,0 \cdot 10^2 R_1 t; \quad (3)$$

$$T_2 = e^{Y_2} - 1, \quad (4)$$

где  $e$  – число Эйлера.

Для оценки полученных регрессионных моделей использовали следующие критерии:

– коэффициент детерминации

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n (d_i - y_i)^2}{\sum_{i=1}^n (d_i - \bar{d})^2}; \quad (5)$$

– среднюю абсолютную ошибку (англ. Mean Absolute Error, MAE)

$$MAE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |d_i - y_i|; \quad (6)$$

– среднюю квадратичную ошибку (Root Mean Square Error, RMSE)

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (d_i - y_i)^2}; \quad (7)$$

– среднюю абсолютную процентную ошибку (Mean Absolute Percentage Error, MAPE)

$$MAPE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left| \frac{d_i - y_i}{d_i} \right| \cdot 100, \quad (8)$$

где  $d_i, y_i$  – значения, определенные методом конечных элементов и с использованием регрессионных моделей соответственно.

На тестовом наборе данных (табл. 2) провели проверку регрессионной модели. Значения критериев, используемых для оценки регрессионной модели, представлены в табл. 3. Полученные данные позволяют сделать вывод о наличии необходимого соответствия регрессионной модели результатам конечно-элементного анализа.

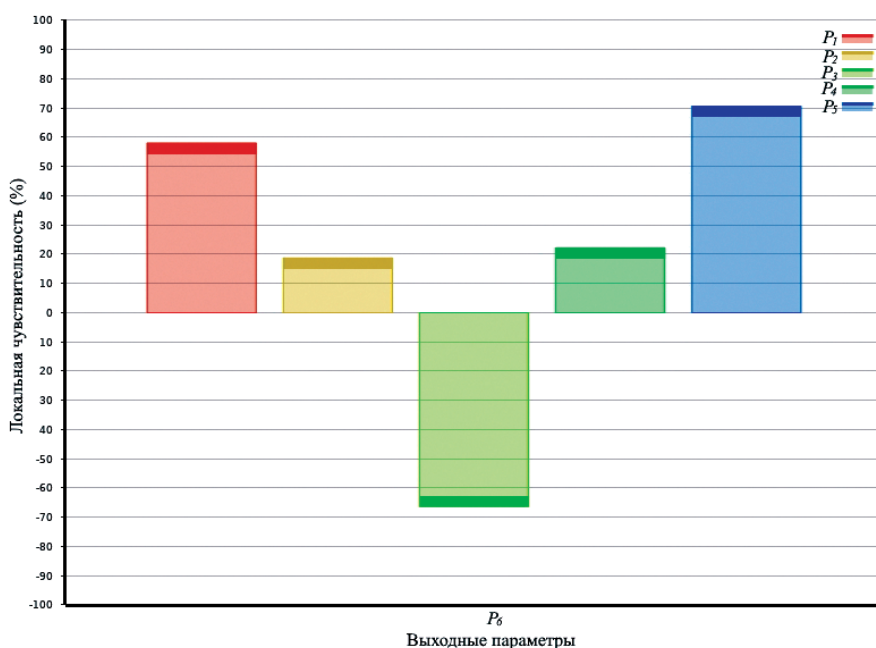
**Таблица 2.** Тестовый набор параметров  
**Table 2.** Test set of parameters

$P_1$ $P_1, \text{Вт/м}^2$	$P_2$ $P_2, \text{Вт/м}^2$	$P_3$ $R_1, \text{м}$	$P_4$ $R_2, \text{м}$	$P_5$ $t, \text{с}$	$T_1, \text{К}$	$T_2, \text{К}$
750000	1500000	0,0003	0,00003	0,75	1949	1881
750000	2500000	0,0003	0,00004	1,25	3384	3043
1250000	2500000	0,0003	0,00003	0,75	3236	3121
1250000	1500000	0,0004	0,00004	1,25	3998	3913
750000	2500000	0,0004	0,00004	0,75	1567	1482

**Таблица 3.** Результаты оценки регрессионной модели  
**Table 3.** Results of the evaluation of the regression model

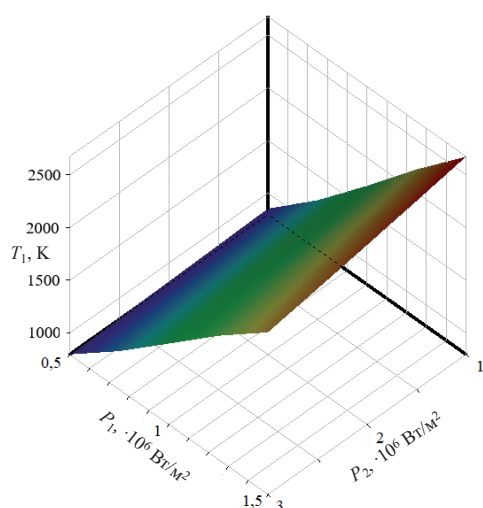
Критерий / Criterion	Набор данных / Data set			
	центрального композиционного плана		тестовый	
	$T_1$	$T_2$	$T_1$	$T_2$
MAE	62	11	68	44
RMSE	87	17	102	53
MAPE	2,1	0,4	2,5	2,1
$R_2$	0,9989	0,9999	0,9877	0,9964

Проводили оценку влияния входных параметров на выходные. Установлено, что на значения максимальных температур кварцевых частиц с примесью оказывают влияние все варьируемые факторы, при этом наибольшее – плотность мощности лазера с длиной волны излучения 10,60 мкм, размеры кварцевой частицы и время воздействия лазерного излучения (рис. 2–4). При оптимизации параметров процесса двухлучевой лазерной очистки кварцевого сырья с использованием многокритериального генетического алгоритма MOGA число индивидов начальной популяции и число индивидов за итерацию были равны соответственно 5000 и 1000.

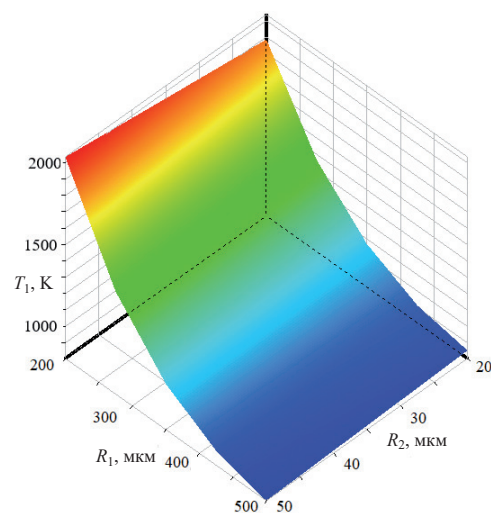


**Рис. 2.** Диаграмма чувствительности оптимизируемых параметров:  
 $P_1 - P_1, P_2 - P_2, P_3 - R_1, P_4 - R_2, P_5 - t, P_6 - T_1$

**Fig. 2.** Sensitivity diagram of optimized parameters:  $P_1 - P_1, P_2 - P_2, P_3 - R_1, P_4 - R_2, P_5 - t, P_6 - T_1$



**Рис. 3.** Зависимость максимальной температуры  $T_1$  от параметров обработки  $P = P_1, P_2 = P_2$   
**Fig. 3.** Dependence of the maximum temperature  $T_1$  on the processing parameters  $P = P_1, P_2 = P_2$



**Рис. 4.** Зависимость максимальной температуры  $T_1$  от параметров обработки  $P_3 = R_1, P_4 = R_2$   
**Fig. 4.** Dependence of the maximum temperature  $T_1$  on the processing parameters  $P_3 = R_1, P_4 = R_2$

Оптимизацию выполняли для двух комбинаций размеров кварцевых частиц и частиц примеси:  $R_1 = 3 \cdot 10^{-4}$  м,  $R_2 = 3 \cdot 10^{-5}$  м и  $R_1 = 4 \cdot 10^{-4}$  м,  $R_2 = 4 \cdot 10^{-5}$  м. Отметим, что нет принципиальной сложности для проведения оптимизации параметров двухлучевой лазерной очистки кварцевого сырья с другими размерами кварцевых частиц и частиц примеси. Результаты оптимизации приведены в табл. 4. При определении  $T_1$  и  $T_2$  максимальная относительная погрешность результатов, полученных с использованием алгоритма MOGA, не превысила 2,5 % (в скобках указаны значения  $T_1$  и  $T_2$ , найденные при конечно-элементном моделировании).

**Таблица 4.** Результаты оптимизации  
**Table 4.** Optimization results

$P_1 - P_1$ , Вт/м <sup>2</sup>	$P_2 - P_2$ , Вт/м <sup>2</sup>	$P_3 - R_1$ , м	$P_4 - R_2$ , м	$P_5 - t$ , с	$T_1$ , К	$T_2$ , К
$1,1 \cdot 10^6$	$2,6 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-5}$	0,5	2009 (2052)	1936 (1973)
$1,4 \cdot 10^6$	$2,8 \cdot 10^6$	$4 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-5}$	0,5	2013 (2054)	1948 (1991)

### Заключение

Показана возможность оптимизации параметров лазерной двухлучевой очистки кварцевого сырья с использованием генетического алгоритма MOGA, встроенного в модуль DesignXplorer программы ANSYS Workbench. С применением гранецентрированного варианта центрального композиционного плана эксперимента получена регрессионная модель двухлучевой очистки кварцевого сырья. Установлено наличие необходимого соответствия регрессионной модели результатам конечно-элементного анализа. С помощью численного эксперимента определены оптимальные параметры двухлучевой лазерной очистки кварцевого сырья, обеспечивающие максимальную производительность процесса.

### Список литературы

1. Бокарев, В. Контактная литография в нанотехнологии / В. Бокарев, Е. Горнев // Наноиндустрия. 2010. № 5. С. 22–25.
2. Оптико-механические комплексы для бездефектного изготовления фотошаблонов 0,35 мкм и 90 нм / С. Аваков [и др.] // Фотоника. 2007. № 6. С. 35–39.
3. Иванов, Г. А. Технология производства и свойства кварцевых оптических волокон / Г. А. Иванов, В. П. Первадчук. Пермь: Изд-во Пермского нац. исслед. политехн. ун-та, 2011.
4. Установка для обогащения жильного кварца: пат. 9675 Респ. Беларусь, МПК (2006) С 03В 1/00 / Е. Б. Шершневу, Ю. В. Никитюк, С. И. Соколов.

5. Емельянов, В. А. Двухлучевая лазерная очистка кварцевого сырья / В. А. Емельянов, Е. Б. Шершневу, С. И. Соколов // Доклады БГУИР. 2021. Т. 19, № 3. С. 40–48. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-3-40-48>.
6. Инновационные технологии и оборудование субмикронной электроники / А. П. Достанко [и др.]; под ред. А. П. Достанко. Минск: Беларус. навука, 2020. 260 с.
7. Nikityuk, Y. V. Optimization of Two-Beam Laser Cleavage of Silicate Glass / Y. V. Nikityuk, A. N. Serdyukov, I. Y. Aushev // J. Opt. Technol. 2022. No 89. P. 121–125.
8. Никитюк, Ю. В. Оптимизация параметров лазерного раскалывания кварцевого стекла / Ю. В. Никитюк, А. Н. Сердюков, И. Ю. Аушев // Проблемы физики, математики и техники. 2021. Т. 49, № 4. С. 21–28.
9. Fonseca, C. Genetic Algorithms for Multiobjective Optimization: Formulation Discussion and Generalization / C. Fonseca, P. Fleming // In Proceedings of the 5<sup>th</sup> International Conference on Genetic Algorithms. CA, USA. San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers Inc., 1993. P. 416–423.
10. Красновская, С. В. Обзор возможностей оптимизационных алгоритмов при моделировании конструкций компрессорно-конденсаторных агрегатов методом конечных элементов / С. В. Красновская, В. В. Напрасников // Весті Нацыянальнай акадэміі навук Беларусі. Серыя фізіка-тэхнічных навук. 2016. № 2. С. 92–98.
11. Multi-Objective Optimization of Microstructure of Gravure Cell Based on Response Surface Method / S. Wu [et al.] // Processes. 2021. Vol. 9, No 2. P. 1–15.
12. Каплун, А. Б. ANSYS в руках инженера: практическое руководство / А. Б. Каплун, Е. М. Морозов, М. А. Олферьева. М.: Едиториал УРСС, 2003. 272 с.
13. Корицкий, Ю. В. Справочник по электротехническим материалам / Ю. В. Корицкий, В. В. Пасынков, Б. М. Тареев. Л.: Энергоатомиздат, 1988. Т. 3. 728 с.
14. Книпович, Ю. Н. Анализ минерального сырья / Ю. Н. Книпович, Ю. В. Морачевский. Л.: ГХИ, 1959. 1055 с.
15. Моргунов, А. П. Планирование и анализ результатов эксперимента / А. П. Моргунов, И. В. Ревина. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2014. 343 с.

## References

1. Bokarev V., Gornev E. (2010) Contact lithography in Nanotechnology. *Nanoindustry*. (5), 22–25 (in Russian).
2. Avakov S., Ovchinnikov V., Karpovich S., Titko E., Trapashko G. (2007) Optical-Mechanical Complexes for Defect-Free Production of Photomasks 0.35  $\mu\text{m}$  and 90 nm. *Photonics*. (6), 35–39 (in Russian).
3. Ivanov G. A., Pervadchuk V. P. (2011) *Production Technology and Properties of Quartz Optical Fibers*. Perm, Publish. House of the Perm Nat. Research Polytechnic University (in Russian).
4. Shershnev E. B., Nikityuk Yu. V., Sokolov S. I. (2006) *Installation for the Enrichment of Vein Quartz*. Patent 9675 Rep. Belarus, IPC C 03B 1/00 (in Russian).
5. Emelyanov V. A., Shershnev E. B., Sokolov S. I. (2021) Double-Beam Laser Cleaning of Quartz Raw Materials. *Doklady BGUIR*. 19 (3), 40–48. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-3-40-48> (in Russian).
6. Dostanko A. P. [et al.] (2020) *Innovative Technologies and Equipment for Submicron Electronics*. Minsk, Belarusian Science Publ. 260 (in Russian).
7. Nikityuk Y. V., Serdyukov A. N., Aushev I. Y. (2022) Optimization of Two-Beam Laser Cleavage of Silicate Glass. *J. Opt. Technol.* (89), 121–125.
8. Nikityuk Yu. V., Serdyukov A. N., Aushev I. Y. (2021) Optimization of the Parameters of Laser Cracking of Quartz Glass. *Problems of Physics, Mathematics and Technology*. 49 (4), 21–28 (in Russian).
9. Fonseca C., Fleming P. (1993) Genetic Algorithms for Multiobjective Optimization: Formulation Discussion and Generalization. *In Proceedings of the 5<sup>th</sup> International Conference on Genetic Algorithms. CA, USA*. San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers Inc. 416–423.
10. Krasnovskaya S. V., Naprasnikov V. V. (2016) A Review of the Possibilities of Optimization Algorithms in Modeling the Structures of Compressor-Condensing Units by the Finite Element Method. *Vesti National Academy of Sciences of Belarus. Gray Physics and Technical Sciences*. (2), 92–98 (in Russian).
11. Wu S. [et al.] (2021) Multi-Objective Optimization of Microstructure of Gravure Cell Based on Response Surface Method. *Processes*. 9 (2), 1–15 (in Russian).
12. Kaplun A. B., Morozov E. M., Olferyev M. A. (2003) *ANSYS in the Hands of an Engineer: a Practical Guide*. Moscow, Editorial URSS Publ. 272 (in Russian).
13. Koritsky Yu. V., Pasyнков V. V., Tareev B. M. (1988) *Reference Book on Electrotechnical Materials*. Leningrad, Energoatomizdat Publ. 3, 728 (in Russian).
14. Knipovich Yu. N., Morachevsky Yu. V. (1959) *Analysis of Mineral Raw Materials*. Leningrad, GHI Publ. 1055 (in Russian).
15. Morgunov A. P., Revina I. V. (2014) *Planning and Analysis of the Results of the Experiment*. Omsk, Publishing House of OmGTU. 343 (in Russian).



### Вклад авторов

Емельянов В. А., Шершнев Е. Б. разработали модель процесса двухлучевой лазерной очистки кварцевого сырья.

Никитюк Ю. В, Соколов С. И., Аушев И. Ю. провели численный эксперимент с использованием модели процесса двухлучевой лазерной очистки кварцевого сырья и выполнили оптимизацию соответствующих параметров.

### Authors' contribution

Emelyanov V. A., Shershnev E. B. developed a model for the process of two-beam laser cleaning of quartz raw materials.

Nikitjuk Y. V., Sokolov S. I., Aushev I. Y. carried out a numerical experiment using a model of the process of two-beam laser cleaning of quartz raw materials and performed the optimization of the corresponding parameters.

### Сведения об авторах

**Емельянов В. А.**, д.т.н., профессор, член-кор. Национальной академии наук Беларуси, член Международного института инженеров по электротехнике и электронике.

**Шершнев Е. Б.**, к.т.н., доцент, заведующий кафедрой общей физики Гомельского государственного университета имени Франциска Скорины.

**Никитюк Ю. В.**, к.ф.-м.н., доцент, проректор по учебной работе Гомельского государственного университета имени Франциска Скорины.

**Соколов С. И.**, старший преподаватель кафедры общей физики Гомельского государственного университета имени Франциска Скорины.

**Аушев И. Ю.**, к.т.н., доцент, профессор кафедры промышленной безопасности Университета гражданской защиты МЧС Беларуси.

### Адрес для корреспонденции

246019, Республика Беларусь,  
г. Гомель, ул. Советская, 104  
Гомельский государственный  
университет имени Франциска Скорины  
Тел. +375 0232 50-38-17  
E-mail: sokolov@gsu.by  
Соколов Сергей Иванович

### Information about the authors

**Emelyanov V. A.**, Dr. of Sci., Professor, Corr. Member of the National Academy of Sciences of Belarus, Member of the International Institute of Electrical and Electronic Engineers.

**Shershnev E. B.**, Cand. of Sci., Associate Professor, Head of the Department of General Physics of Francisk Skorina Gomel State University.

**Nikitjuk Y. V.**, Cand. of Sci., Associate Professor, Vice Rector for Academic Affairs of Francisk Skorina Gomel State University.

**Sokolov S. I.**, Senior Lecturer at the Department of General Physics of Francisk Skorina Gomel State University.

**Aushev I. Y.**, Cand. of Sci., Associate Professor, Professor at the Department of Industrial Safety of the University of Civil Protection of the Ministry for Emergency Situations of the Republic of Belarus.

### Address for correspondence

246019, Republic of Belarus,  
Gomel, Sovietskaya St., 104  
Francisk Skorina  
Gomel State University  
Tel. +375 0232 50-38-17  
E-mail: sokolov@gsu.by  
Sokolov Sergey Ivanovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-42-50>

Оригинальная статья  
Original paper

УДК 519.2

## ГИСТОГРАММНЫЙ ФИЛЬТР С НАСТРОЙКОЙ ПАРАМЕТРА СГЛАЖИВАНИЯ

А. В. ОВСЯННИКОВ<sup>1</sup>, В. М. КОЗЕЛ<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Белорусский государственный университет (г. Минск, Республика Беларусь)

<sup>2</sup>Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
(г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 18.04.2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022  
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

**Аннотация.** В статье рассматривается гистограммный фильтр с настройкой параметра сглаживания. Гистограммный фильтр может быть эффективно применен в задачах идентификации (распознавания) законов распределения для малых объемов данных. Параметр сглаживания определяется с учетом имеющейся в наличии априорной информации относительно предполагаемого закона распределения. Установлено соотношение между математическими ожиданиями критерия согласия хи-квадрат стандартной гистограммной оценки и с использованием гистограммного фильтра. Такое соотношение определяется коэффициентом сглаживания. Численное значение коэффициента сглаживания зависит от параметров: объема данных, количества интервалов группирования данных, параметров формы закона распределения. Проведен анализ целесообразности применения гистограммного фильтра с учетом соотношения указанных выше параметров. Зависимость коэффициента сглаживания от этих параметров позволяет определить взаимосвязь между количеством интервалов группирования данных и их объемом. Гистограммный фильтр является простым для реализации инструментом, который легко может быть встроен в любой открытый алгоритм идентификации (распознавания) закона распределения.

**Ключевые слова:** гистограммный фильтр, идентификация, коэффициент сглаживания, объем данных, интервал группирования, плотность распределения вероятности.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Для цитирования.** Овсянников, А. В. Гистограммный фильтр с настройкой параметра сглаживания / А. В. Овсянников, В. М. Козел // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 8. С. 42–50. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-42-50>.

## HISTOGRAM FILTER WITH SMOOTHING PARAMETER SETTING

ANDREI V. AUSIANNIKAU<sup>1</sup>, VICTOR M. KOZEL<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Belarusian State University (Minsk, Republic of Belarus)

<sup>2</sup>Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 18.04.2022

**Abstract.** A histogram filter with smoothing parameter settings is discussed in the article. The histogram filter can be effectively applied in the problems of identification (recognition) of distribution laws for small amounts of data. The smoothing parameter is determined taking into account the available a priori information regarding the proposed distribution law. The relationship between the mathematical expectations of the chi-square fit criterion of the standard estimation histogram and the use of the histogram filter has been determined. This ratio is determined by the smoothing factor. The numerical value of the smoothing coefficient depends on the following parameters: the amount of data, the number of grouping intervals, and the shape parameters of the distribution law. The paper analyzes the feasibility of using a histogram filter, depending on the ratio of the above parameters. The dependence of the smoothing coefficient on the specified parameters allows one to determine the relationship between the number of data grouping intervals and their volume. The histogram filter is an easy-to-implement tool that can be easily integrated into any open distribution law identification (recognition) algorithm.

**Keywords:** histogram filter, identification, smoothing coefficient, data volume, grouping interval, probability density distribution.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflict of interests.

**For citation.** Ausiannikau A. V., Kozel V. M. (2022) Histogram Filter with Smoothing Parameter Setting. *Doklady BGUIR*. 20 (8), 42–50. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-42-50> (in Russian).

### Введение

Проблематика гистограммных оценок плотности распределения вероятности (ППВ) хорошо известна: отсутствие единых взглядов на определение числа интервалов группирования данных (Р 50.1.033–2001 «Прикладная статистика. Правила проверки согласия опытного распределения с теоретическим. Часть 1. Критерии типа хи-квадрат») и сильная изрезанность гистограммы при относительно малом числе наблюдений [1, 2]. Особую важность и актуальность точные гистограммные оценки закона распределения приобретают в случае требований его быстрой идентификации (распознавания), возможной высокой стоимости измерительного эксперимента или процесса получения данных. Требование быстрой идентификации (распознавания) закона распределения в данном случае можно считать эквивалентным малому объему данных.

Устранение проблем изрезанности гистограммы заключается в применении гистограммных фильтров (ГФ), например, усредняющего, медианного, гауссовского и др. [1, 3–5]. В то же время их использование эмпирически интуитивно и исходит в основном из практических соображений. В статье предлагается теоретически обоснованная методика реализации ГФ, работающего на небольшом количестве данных, устраняющего изрезанность гистограммы, дающего «правильную» идентификацию закона распределения, ослабляющего зависимость «правильной» идентификации от числа интервалов группирования данных. Также развиты идеи, предложенные в [6]. Прежде всего, рекомендуется отказаться от единичной функции включения данных в интервал группирования: данные могут находиться вблизи границ интервала и при изменении числа интервалов оказаться в соседнем интервале; для относительно небольшого количества данных устранение эффекта изрезанности гистограммы может быть осуществлено сглаживанием данных на нескольких соседних интервалах. В этом случае целесообразно заменить единичную функцию включения взвешенной функцией, учитывающей возможный вес «ошибочно» попавших в соседние интервалы данных:  $u_j = \alpha_j v_{j-1} + k_j v_j + \beta_j v_{j+1}$ ,  $\alpha_j + k_j + \beta_j = 1$ , где  $v_j$  – число данных, попавших в  $j$ -й интервал группирования;  $\{\alpha_j, k_j, \beta_j\}$  – весовые коэффициенты интервалов (параметры сглаживания). В простейшем случае весовые коэффициенты являются постоянными величинами и могут быть выражены через один коэффициент  $k$  – параметр сглаживания. Введение весовых

коэффициентов для малых объемов данных позволяет перегруппировать эти данные так, чтобы обеспечить меньшую изрезанность гистограммы, увеличив при этом ее сглаженность и быструю идентификацию.

Вычисление параметра сглаживания, очевидно, требует некоторой априорной информации об идентифицируемой ПРВ. Принято, что такая идентификация проводится с помощью критерия согласия хи-квадрат, использование которого основано на предположении о возможном виде идентифицируемой ПРВ. Таким образом, априорная информация является естественным и необходимым элементом построения ГФ.

Цель исследований состояла в реализации гистограммного фильтра с настройкой параметра сглаживания на основе априорной информации об идентифицируемой ПРВ.

### Общая методика построения гистограммного фильтра с настройкой параметра сглаживания

Пусть имеется выборка случайных данных  $\{x_i\}$ ;  $i = \overline{1, n}$  и определено разбиение числовой прямой на  $m$  непересекающихся и примыкающих друг к другу интервалов  $A_j$ ;  $j = \overline{1, m}$  равной длины  $\Delta_x = X_{j+1} - X_j = (x_{\max} - x_{\min}) / m$ ;  $X_{m+1} = x_{\max} = \max_i x_i$ ;  $X_1 = x_{\min} = \min_i x_i$ , где  $X_j$  – границы интервалов;  $R = x_{\max} - x_{\min} = m\Delta_x$  – размах диапазона данных. Заменим обычную индикаторную функцию, используемую при стандартном способе построения гистограммы, весовой ступенчатой функцией  $\mu_j(x_i)$ ,  $0 \leq \mu_j \leq 1$ ,  $\Delta_\mu \geq \Delta_x$ , которая будет характеризовать принадлежность данных интервалу группирования  $A_j$ :

$$\begin{cases} \mu_j(x) = \{k \text{ для } A_j; \alpha = (1-k)/2 \text{ для } A_{j-1} \text{ и } A_{j+1}\}, & j = \overline{2, m-1}; \\ \mu_j(x) = \{(1+k)/2 \text{ для } A_j; \alpha \text{ для } A_{(j-m)(m-3)/(m-1)+(m-1)}\}, & j = 1, m. \end{cases} \quad (1)$$

Такой выбор весовых коэффициентов обеспечивает выполнение общих условий нормировки:

$$1) \sum_{t=j-1}^{j+1} \mu_t = 1, \quad t = \overline{2, m-1}; \quad 2) \sum_j \sum_i \mu_j(x_i) = n. \quad (2)$$

Используя в качестве критерия оценки коэффициента сглаживания критерий хи-квадрат и заменив число  $v_j$  в критерии  $\chi^2(v)$  на число  $u_j = \alpha v_{j-1} + kv_j + \alpha v_{j+1}$  для  $j = \overline{2, m-1}$  и  $u_j = (1-\alpha)v_j + \alpha v_{(j-m)(m-3)/(m-1)+(m-1)}$  для  $j = 1, m$ , получим

$$\chi_{\text{ГФ}}^2(u) = \sum_{j=1}^m [u_j - np_j]^2 / np_j \rightarrow \min_k. \quad (3)$$

Решение оптимизационной задачи (3) приводит к выражению для коэффициента сглаживания по выборке данных

$$k_{\text{выб}} = 1 + 2 \left[ \sum_{j=1}^m U_j^2 / np_j \right]^{-1} \sum_{j=1}^m (v_j - np_j) U_j / np_j = 1 + 2 \left[ \sum_{j=1}^m U_j^2 / np_j \right]^{-1} \sum_{j=1}^m v_j U_j / np_j, \quad (4)$$

где  $U_j = v_{j-1} - 2v_j + v_{j+1}$ ,  $U_j = -v_j + v_{(j-m)(m-3)/(m-1)+(m-1)}$  – конечная разность второго порядка соответственно для индексов  $j = \overline{2, m-1}$  и  $j = 1, m$ ;  $\sum_{j=1}^m U_j = 0$ ;  $p_j$  – гипотетическая вероятность.

Статистическая конкретизация формулы (4) приводит к соотношению

$$k = 1 - \frac{4(m-1)}{6(m-1) + n\Delta_x^4 A(f, f^*)} = 1 - \frac{1}{1,5 + 0,25n\Delta_x^4 (m-1)^{-1} A(f, f^*)}, \quad (5)$$

где  $A(f, f^*) = \int_R (f^{**} / f)^2 f dx$  – коэффициент формы ПРВ, эквивалентный информации Фишера второго порядка [7];  $f$  – гипотетическая ПРВ;  $f^* = \lim_{j \rightarrow \infty, \Delta_x \rightarrow 0} [u_j / n\Delta_x]$  – эквивалент идентифицируемой ПРВ;  $\int_R f dx = \gamma$  – доверительная вероятность.

Проведем упрощенное обоснование формулы (5), для чего последовательно рассмотрим компоненты, входящие в (4). Совокупность статистическо-экспериментального метода, инженерного подхода и практических представлений приводит к следующим выражениям:

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^m U_j / np_j &= \sum_{j=2}^{m-1} (f_{j-1}^* - 2f_{j-1}^* + f_{j+1}^*) / f_j + (-f_1^* + f_2^*) / f_1 + (-f_m^* + f_{m-1}^*) / f_m; \\ \lim_{\substack{m \rightarrow \infty \\ \Delta_x \rightarrow 0}} \sum_{j=1}^m U_j / np_j &= (R/m) \int_{x_{\min} + \Delta_x}^{x_{\max} - \Delta_x} f^{**} / f dx + \Delta_x (f_1^* / f_1 - f_m^* / f_m); \\ \mathbf{M} \left( \sum_{j=1}^m \frac{v_j U_j}{np_j} \right) &= -2(n+m-1) + \mathbf{M} \left( \sum_{j=2}^{m-1} \frac{(v_{j-1} + v_{j+1})v_j}{np_j} + \frac{v_1 U_1}{np_1} + \frac{v_m U_m}{np_m} \right) = -2(m-1) - 2\mathbf{M}(v_1 + v_m); \\ \lim_{\substack{m \rightarrow \infty \\ \Delta_x \rightarrow 0}} \mathbf{M} \left( \sum_{j=1}^m \frac{v_j U_j}{np_j} \right) &= \lim_{\substack{m \rightarrow \infty \\ \Delta_x \rightarrow 0}} \mathbf{M} \left( -2(m-1) - 2 \int_{\Delta_x} f^* dx \right) = -2(m-1); \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \lim_{\substack{m \rightarrow \infty \\ \Delta_x \rightarrow 0}} \mathbf{M} \left( \sum_{j=1}^m \frac{U_j^2}{np_j} \right) &= \lim_{\substack{m \rightarrow \infty \\ \Delta_x \rightarrow 0}} \mathbf{M} \left( \sum_{j=2}^{m-1} \frac{v_{j-1}^2 + 4v_j^2 + v_{j+1}^2}{np_j} \right) - 2 \lim_{\substack{m \rightarrow \infty \\ \Delta_x \rightarrow 0}} \mathbf{M} \left( \sum_{j=2}^{m-1} \frac{2v_{j-1}v_j - v_{j-1}v_{j+1} + 2v_jv_{j+1}}{np_j} \right) + \\ &+ \lim_{\substack{m \rightarrow \infty \\ \Delta_x \rightarrow 0}} \mathbf{M} \left( \frac{(-v_1 + v_2)^2}{np_1} + \frac{(-v_m + v_{m-1})^2}{np_m} \right) \approx 6(n+m-1) - 6n + n\Delta_x^4 \int_R \left( \frac{f^{**}}{f} \right)^2 f dx = \\ &= 6(m-1) + n\Delta_x^4 A(f, f^*). \end{aligned} \quad (7)$$

Далее, подставляя (6) и (7) в (4), получим непосредственно выражение (5). Формула (5) позволяет сделать ряд важных выводов.

Во-первых, при неограниченно возрастающем числе данных  $n \rightarrow \infty$  очевидно, что коэффициент сглаживания должен стремиться к единице, что и следует из формулы (5). В этом случае целесообразность применения ГФ исчезает. При значении компоненты знаменателя  $\delta = 0,25n\Delta_x^4(m-1)^{-1}A(f, f^*)$  меньше единицы или при  $\delta \rightarrow 0$  коэффициент сглаживания стремится к  $1/3$ . Такое значение коэффициента сглаживания отвечает случаю сильной изрезанности гистограммы; возможно, вследствие неправильно выбранного (относительно большого) значения количества интервалов при относительно небольшом количестве данных. Гистограммный фильтр в этом случае преобразуется в обычный усредняющий фильтр. Таким образом, диапазон изменения значений коэффициента сглаживания  $1/3 \leq k \leq 1$ .

Во-вторых, подставляя значение коэффициента сглаживания (5) в формулу для критерия согласия хи-квадрат, получаем  $\chi_{\text{гф}}^2(u) = \chi^2(v) - \left( \sum_{j=1}^m U_j^2 / np_j \right)^{-1} \left( \sum_{j=1}^m v_j U_j / np_j \right)^2$ . Отсюда следует соотношение между средними критерия хи-квадрат:  $\mathbf{M}(\chi_{\text{гф}}^2) = k\mathbf{M}(\chi^2)$ ,  $\mathbf{M}(\chi^2) = m-1$ .

Таким образом, применение ГФ позволяет уменьшить значение стандартного критерия согласия в  $k$  раз. Соотношение входящих в коэффициент параметров характеризует целесообразность применения и эффективность идентификации ГФ. Так, при небольших значениях компоненты знаменателя  $\delta < 1$  значение критерия хи-квадрат после применения фильтра практически уменьшается в три раза, в противном случае при  $n \rightarrow \infty$  значение критерия хи-квадрат стремится к стандартному ( $k \rightarrow 1$ ,  $\mathbf{M}(\chi_{\text{гф}}^2) \rightarrow (m-1)$ ), и применение ГФ нецелесообразно. Следовательно, эффективность ГФ можно оценивать величиной, обратной значению коэффициента сглаживания:  $\mathfrak{E}_{\text{гф}} = k^{-1}$ .

Показатель эффективности может быть использован в целях нахождения оптимального соотношения между числом данных и числом интервалов их группирования. Зафиксировав некоторое желаемое значение эффективности  $\mathfrak{E}_{\text{гф}}^0$ , на основании (5) получаем

$$\frac{n}{m^4(m-1)} = \frac{2K}{R^4 A}, \quad K = \frac{3 - \mathfrak{E}_{\text{гф}}}{\mathfrak{E}_{\text{гф}} - 1} = \frac{3k - 1}{1 - k}. \quad (8)$$

Уравнение (8) нелинейное, требующее численных методов решения в общем случае. Из формулы следует, что число интервалов группирования данных зависит не только от числа данных, но и от коэффициента формы ПРВ  $A(f, f^*)$ , и от диапазона данных  $R$ . Для случая  $m \gg 1$  возможно приближенное аналитическое решение нелинейного уравнения (8):  $m = \sqrt[3]{nR^4 A(f, f^*) / 2K}$ . Последняя формула близка к выражениям вида  $m \sim n^{0,2}$ , приведенным в [1, 8] с коэффициентом пропорциональности, зависящим от параметров ПРВ и априорных установок ГФ по его эффективности  $\Theta_{\text{ГФ}}^0$ .

В-третьих, перераспределение части данных между соседними интервалами не только уменьшает изрезанность гистограммы, но и способствует ослаблению требований к выбору числа интервалов группирования. Фиксируя некоторую нижнюю границу значения эффективности ГФ ( $\Theta_{\text{ГФ}}^0$ ), можно определить значение числа интервалов группирования по формуле (8) из условия  $m^4(m-1) \geq 0,5nR^4 A(f)(K)^{-1}$ .

В-четвертых, предположив высокую апостериорную точность оценки ПРВ, плотность  $f^*$  в коэффициенте формы формально можно заменить гипотетической и, следовательно, модифицированный коэффициент формы примет вид  $A(f) = \int_R (f'' / f)^2 f dx$ . В этом случае формулы (5) и (8) становятся полностью определенными. Следует заметить, что вычисление этого коэффициента требует существования второй производной ПРВ. Однако, если такой производной нет, нужно воспользоваться инженерными соображениями практической реализации. В частности, для равномерной ПРВ можно принять  $f'' = 0$  и, следовательно, коэффициент формы  $A(f) = 0$ . Тогда численное значение коэффициента сглаживания будет  $1/3$ , и ГФ преобразуется в обычный усредняющий фильтр, что в случае идентифицируемой равномерной ПРВ вполне очевидно.

### Рекомендации по реализации гистограммного фильтра

Полученные теоретические результаты показывают целесообразность применения ГФ с целью эффективной и быстрой (на малых объемах данных) идентификации изменяющихся законов распределения в описательной статистике при обработке гистограмм изображений. Программная реализация ГФ легко встраивается в существующие открытые алгоритмы построения гистограмм, например, в функции `hist`, `histfit` платформы MATLAB.

Структура алгоритма идентификации (распознавания) ПРВ следующая.

1. Получение выборки данных объемом  $n$ , определение размаха выборки  $R$ .
2. На основании предположений об идентифицируемой ПРВ вычисление коэффициента формы  $A(f)$ .
3. На основании выбранного числа интервалов группирования данных, размаха выборки, объема данных, коэффициента формы вычисляется значение коэффициента сглаживания по формуле (5).
4. Применение ГФ:

$$\begin{cases} u_j = \alpha v_{j-1} + k v_j + \alpha v_{j+1}, & j = \overline{2, m-1}; \\ u_j = (1 - \alpha) v_j + \alpha v_{(j-m)(m-3)/(m-1)+(m-1)}, & j = 1, m; \\ \alpha = (1 - k) / 2. \end{cases} \quad (9)$$

5. Вычисление критерия согласия хи-квадрат. На основании заданного уровня значимости принятие решения об идентификации.

Процедуру идентификации ПРВ можно сделать многоканальной, где каждый канал будет ориентирован на определенный заранее возможный вид ПРВ. Принятие решения об идентификации в этом случае может быть реализовано различными методами, например, простым или взвешенным голосованием.

### Моделирование гистограммного фильтра

На рис. 1 ( $n = 100$ ,  $m = 9$ , количество серий экспериментов 100) приведены примеры работы ГФ для ПРВ: нормальной (рис. 1,  $a$ ,  $k_{\text{выб}} = 0,64$ ,  $\Theta_{\text{выб}} = 1,56$ ), логистической (рис. 1,  $b$ ,  $k_{\text{выб}} = 0,74$ ,

$\mathfrak{E}_{\text{выб}} = 1,35$ ), экспоненциальной (рис. 1,  $c$ ,  $k_{\text{выб}} = 0,53$ ,  $\mathfrak{E}_{\text{выб}} = 1,89$ ), равномерной (рис. 1,  $d$ ,  $k_{\text{выб}} = 0,36$ ,  $\mathfrak{E}_{\text{выб}} = 2,78$ ). Верхняя часть на рис. 1 соответствует обычной гистограмме, нижняя – результат обработки ГФ. Во всех приведенных на рисунке случаях выполняется соотношение  $\chi_{\text{ГФ}}^2 < \chi_{\text{кр}}^2 \leq \chi^2$ , где  $\chi_{\text{кр}}^2$  – критическое значение критерия согласия при заданном уровне значимости (0,05). Результаты моделирования наглядно подтверждают идею применения ГФ. Эффективность использования гистограммного фильтра на отмеченных плотностях указывает на существенное его превосходство перед стандартной гистограммной оценкой.

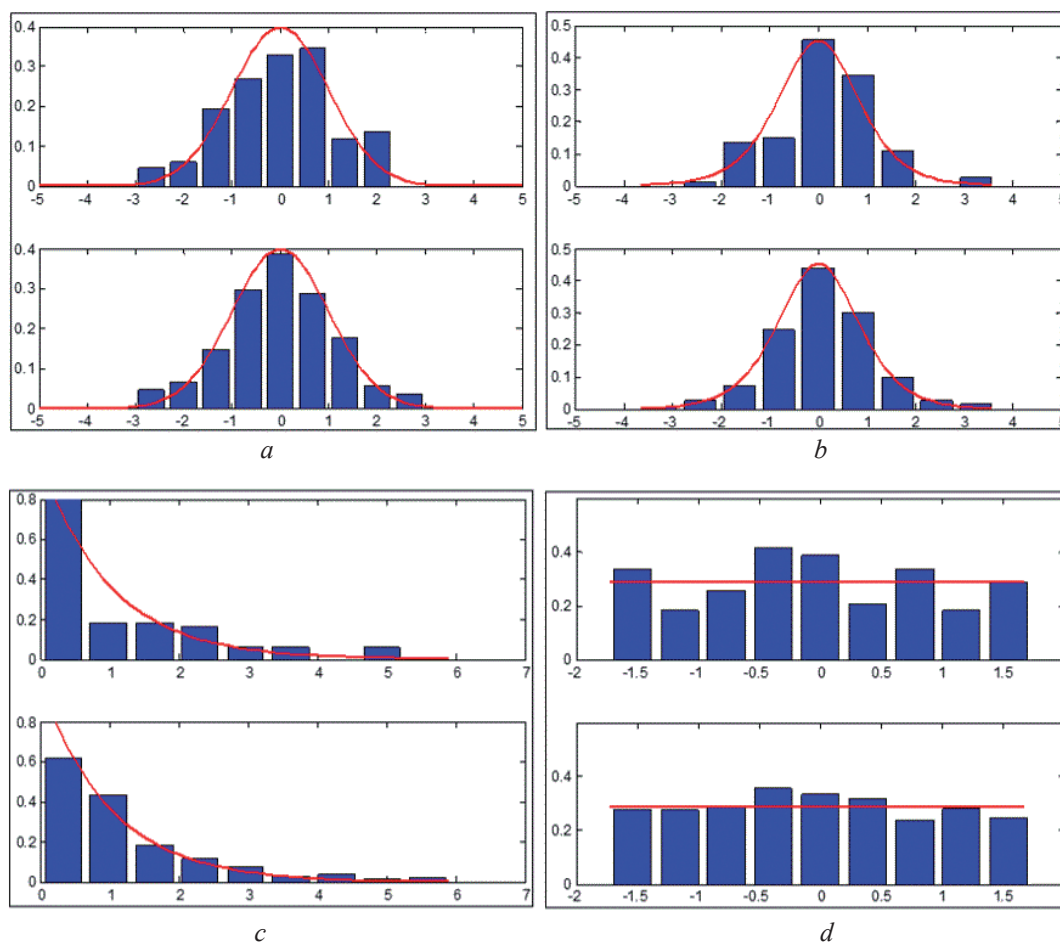


Рис. 1. Результаты работы гистограммного фильтра  
Fig. 1. Histogram filter results

В табл. 1 (количество серий экспериментов 100) содержатся некоторые результаты моделирования работы ГФ с учетом формулы (4) в сопоставлении с теоретическими результатами, полученными на основе (5) для трех ПРВ: нормальной, логистической, лапласовской.

Таблица 1. Коэффициенты сглаживания и эффективность гистограммного фильтра,  $n = 100$   
Table 1. Smoothing coefficients and histogram filter efficiency,  $n = 100$

$m$	Плотность распределения вероятности								
	нормальная, $A(f) = 1,73$			логистическая, $A(f) = 2,14$			лапласовская, $A(f) = 0,99$		
	$k_{\text{выб}}$	$k$	$\mathfrak{E}_{\text{ГФ}}$	$k_{\text{выб}}$	$k$	$\mathfrak{E}_{\text{ГФ}}$	$k_{\text{выб}}$	$k$	$\mathfrak{E}_{\text{ГФ}}$
5	0,80	0,96	1,04	0,96	0,98	1,02	0,98	0,99	1,01
7	0,81	0,81	1,23	0,90	0,92	1,09	0,94	0,97	1,03
9	0,66	0,61	1,64	0,75	0,77	1,30	0,86	0,91	1,10

На рис. 2 приведены зависимости коэффициента сглаживания, вычисленного по формуле (5), от количества интервалов группирования  $n$  для двух ПРВ: нормальной (кривые 1, 2) и лапласовской (кривые 3, 4). Численные (табл. 1) и графические результаты (рис. 2) позволяют сделать вывод о том, что значение коэффициента сглаживания нелинейно уменьшается с уменьшением объема данных. Это объясняется тем, что при уменьшающемся объеме данных увеличивается изрезанность обычной гистограммной оценки ПРВ и, следовательно, требуется ее большая сглаженность, стремящаяся к равномерному (усредняющему) сглаживанию ( $k \rightarrow 1/3$ ) при одном и том же числе интервалов группирования.

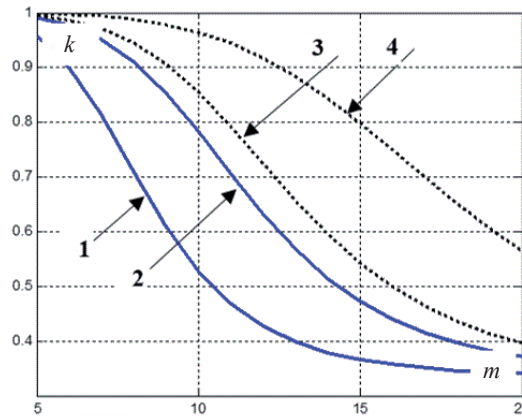


Рис. 2. Коэффициенты сглаживания гистограммного фильтра: 1, 3 –  $n = 100$ ; 2, 4 –  $n = 500$   
Fig. 2. Histogram filter smoothing coefficients: 1, 3 –  $n = 100$ ; 2, 4 –  $n = 500$

На рис. 3 (количество серий экспериментов 100) на основе формулы (8) (кривые 1.1–1.3) приведены зависимости между объемом данных и количеством интервалов их группирования для двух плотностей – гауссовской (рис. 3, а) и логистической (рис. 3, б) – для различных значений коэффициента эффективности:  $\mathfrak{E}_{\text{гф}} = 1,5$  ( $k = 0,6$ ) – кривая 1.1;  $\mathfrak{E}_{\text{гф}} = 1,3$  ( $k = 0,77$ ) – кривая 1.2;  $\mathfrak{E}_{\text{гф}} = 1,1$  ( $k = 0,91$ ) – кривая 1.3. На рис. 3 для сопоставления приведены стандартно используемые формулы Старджеса  $m = 1 + \log_2 n$  (кривая 2) и формула  $m = C(E_x)n^{0,4}$  (кривая 3), приведенная в [1, 8], где  $C(E_x) = (E_x + 4,5)/6$ ;  $E_x$  – коэффициент эксцесса ПРВ.

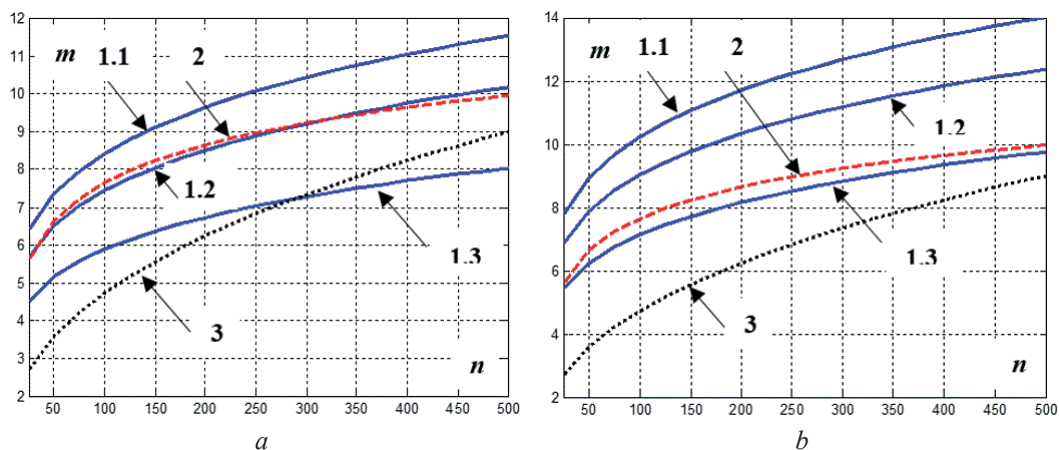


Рис. 3. Зависимость количества интервалов группирования данных от объема данных  
Fig. 3. Dependence of the number of grouping intervals of data on the amount of data

### Закключение

1. Рассмотренный гистограммный фильтр (9) с настройкой параметра сглаживания может быть эффективно применен в задачах идентификации (распознавания) плотности распределения вероятности для малых объемов данных с учетом имеющейся в наличии априорной информации о предполагаемой плотности распределения вероятности.



2. Установлено соотношение между математическими ожиданиями согласия критерия хи-квадрат при стандартном подходе построения гистограммной оценки и с использованием гистограммного фильтра. Такое соотношение определяется коэффициентом сглаживания, определяемым по формуле (5). Численное значение коэффициента сглаживания зависит от следующих параметров: объема данных, количества интервалов группирования данных, параметров формы плотности распределения вероятности. Зависимость коэффициента сглаживания от указанных параметров позволяет определить взаимосвязь между количеством интервалов группирования данных и их объемом. Эта зависимость нелинейная, не имеющая аналитического решения. В случае выбранного большого количества интервалов группирования данных может быть получена приближенная формула в явном виде (8).

3. Гистограммный фильтр является простым для реализации инструментом, который легко может быть встроен в любой открытый алгоритм идентификации (распознавания) плотности распределения вероятности.

### Список литературы

1. Орлов, Ю. Н. Оптимальное разбиение гистограммы для оценивания выборочной плотности функции распределения нестационарного временного ряда / Ю. Н. Орлов // Препринты ИПМ имени М. В. Келдыша. 2013. № 14. 26 с. <http://library.keldysh.ru/preprint.asp?id=2013-14>.
2. Chong, Gu. Nonparametric Density Estimation in High-Dimensions / Gu. Chong, Jeon Yongho, Lin Yi // *Statistica Sinica*. 2013. No 23. P. 1131–1153.
3. Devroye, L. Nonparametric Density Estimation: the L1 View / L. Devroye, L. Györfi. New York: John Wiley Sons, 1985.
4. Solomon, C. J. Fundamentals of Digital Image Processing: a Practical Approach with Examples in Matlab / C. J. Solomon, T. P. Breckon. USA: Wiley-Blackwell, 2010. DOI: 10.1002/9780470689776.
5. Gonzalez, R. Digital Image Processing / R. Gonzalez. New York: Pearson, 2018.
6. Овсянников, А. В. Фильтрация гистограммной оценки плотности вероятности на основе нечеткой принадлежности данных интервалу группирования / А. В. Овсянников, В. М. Козел // Доклады БГУИР. 2021. Т. 19, № 4. С. 13–20. <https://doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-4-13-20>.
7. Овсянников, А. В. Статистические неравенства в сверхрегулярных статистических экспериментах теории оценивания / А. В. Овсянников // Весті Нацыянальнай акадэміі навук Беларусі. Сер. фіз.-мат. навук. 2009. № 2. С. 106–110.
8. Новицкий, П. В. Оценка погрешностей результатов наблюдений / П. В. Новицкий, И. А. Зограф.; 2-е изд. перераб. и доп. Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1991. 304 с.

### References

1. Orlov Yu. N. (2013) Optimal Histogram Partitioning for Estimating the Sample Density of the Distribution Function of an Unsteady Time Series. *Preprinty IPM imeni M. V. Keldysha = Preprints of the Institute of Applied Mathematics name after M. V. Keldysh RAS.* (14), 26. <http://library.keldysh.ru/preprint.asp?id=2013-14>.
2. Chong Gu, Yongho Jeon, Yi Lin (2013) Nonparametric Density Estimation in High-Dimensions. *Statistica Sinica*, 23, 1131–1153.
3. Devroye L., Györfi L. (1985) *Nonparametric Density Estimation: the L1 View*. New York, John Wiley Sons Publ.
4. Solomon C. J., Breckon T. P. (2010) *Fundamentals of Digital Image Processing: a Practical Approach with Examples in Matlab*. USA, Wiley-Blackwell Publ. DOI: 10.1002/9780470689776.
5. Gonzalez R. (2018) *Digital Image Processing*. New York, Pearson Publ.
6. Ausiannikau A. V., Kozel V. M. (2021) Filtration of Histogram Evaluation of Probability Density Based on Fuzzy Data Accessibility to a Grouping Interval. *Doklady BGUIR*. 19(4), 13–20. <https://doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-4-13-20> (in Russian).
7. Ausiannikau A. V. (2009) Statisticheskie Neravenstva v Sverh Regulyarnyh Statisticheskikh Eksperimentah Teorii Otsenivaniya. *Vestsi Natsiyanal'naj Akademii Navuk Belarusi. Ser. Fiz-Mat. Navuk.* (2), 106–110 (in Russian).
8. Novitskiy P. V., Zograf I. A. (1991) *Evaluation of Errors of Measurement Results, 2-e izd. pererab. i dop.* Leningrad, Energoatomizdat Publ., Leningrad. Otdelenie. 304 (in Russian).

### **Вклад авторов**

Овсянников А. В. разработал общую методику построения гистограммного фильтра с настройкой параметра сглаживания.

Козел В. М. выполнил моделирование работы гистограммного фильтра.

### **Authors' contribution**

Ausiannikau A. V. developed a general technique for constructing a histogram filter with adjustment of the smoothing parameter.

Kozel V. M. performed modeling of the histogram filter.

### **Сведения об авторах**

**Овсянников А. В.**, к.т.н., доцент, доцент кафедры информационных технологий Белорусского государственного университета.

**Козел В. М.**, к.т.н., доцент, доцент кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

### **Адрес для корреспонденции**

220030, Республика Беларусь,  
г. Минск, просп. Независимости, 4  
Белорусский государственный университет  
Тел. +375 17 209-58-94  
E-mail: andovs@mail.ru  
Овсянников Андрей Витальевич

### **Information about the authors**

**Ausiannikau A. V.**, Cand. of Sci., Assistant Professor, Assistant Professor at the Department of Information Technologies of the Belarusian State University.

**Kozel V. M.**, Cand. of Sci., Assistant Professor, Assistant Professor at the Department of Information Radiotechnologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

### **Address for correspondence**

220030, Republic of Belarus,  
Minsk, Nezavisimosti Ave., 4  
Belarusian State University  
Tel. +375 17 209-58-94  
E-mail: andovs@mail.ru  
Ausiannikau Andrei Vital'evich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-51-58>

*Original paper*  
*Оригинальная статья*

UDC 621.396

## SPOOFING'S SELECTION AND COMPENSATION IN THE GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEM CONSUMER NAVIGATION EQUIPMENT WITH MULTI-CHANNEL ANTENNA SYSTEM

H. Kh. SAAD, M. A. LOBAN

*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)*

*Submitted 28.06.2022*

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022  
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

**Abstract.** A method for selecting spoofing signals in consumer equipment with a multichannel antenna system is proposed. The method provides for consistent filtering of the received signals at the outputs of all antenna system elements and by ranging codes of all navigation satellites, detection and measurement of the time delay of the true and false navigation signals in each code channel by the output signal of one of the antenna system elements, measurement of the phase difference of the signals at the outputs of the antenna system elements and the selected reference element for the estimated time delay in each channel by code. Compensation of spoofing signals is carried out in the spatial domain by estimating the correlation matrix of processes at the outputs of the antenna system channels by the corresponding countdown of code channel signals after matched filtering and forming of a weight vector while minimizing the output power of spoofing signals by directly inverting the estimate of the correlation matrix and carrying out weight processing of the adopted implementation. The simulation results are presented, confirming the efficiency of the method.

**Keywords:** global navigation satellite system, spoofing, multichannel antenna system, statistical hypothesis testing, navigation signal, receiving channel, phase difference.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflict of interests.

**For citation.** Saad H. Kh., Loban M. A. (2022) Spoofing's Selection and Compensation in the Global Navigation Satellite System Consumer Navigation Equipment with Multi-Channel Antenna System. *Doklady BGUIR*. 20 (8), 51–58. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-51-58>.

## СЕЛЕКЦИЯ И КОМПЕНСАЦИЯ СИГНАЛОВ СПУФИНГА В ГРАЖДАНСКОЙ АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЯ ГЛОБАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ С МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМОЙ

Х. Х. СААД, М. А. ЛОБАН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
(г. Минск, Республика Беларусь)*

*Поступила в редакцию 28.06.2022*

**Аннотация.** Предложен метод селекции сигналов спуфинга (от англ. spoofing – подмена) в гражданской аппаратуре потребителя с многоканальной антенной системой. Метод предполагает согласованную фильтрацию принимаемых сигналов на выходах всех элементов антенной системы и по дальномерным кодам всех навигационных спутников, обнаружение и измерение времен задержки истинных и ложных навигационных сигналов в каждом кодовом канале по выходному сигналу одного из элементов антенной системы, измерение разности фаз сигналов на выходах элементов антенной системы и выбранного опорного элемента по расчетным временам задержки в каждом канале по коду. Компенсация сигналов спуфинга осуществляется в пространственной области путем оценивания корреляционной матрицы процессов на выходах каналов антенной системы по соответствующим отсчетам сигналов кодовых каналов после согласованной фильтрации, формирования весового вектора при минимизации выходной мощности сигналов спуфинга путем непосредственного обращения оценки корреляционной матрицы и проведения весовой обработки принятой реализации. Представлены результаты моделирования, подтверждающие эффективность метода.

**Ключевые слова:** глобальная навигационная спутниковая система, спуфинг, многоканальная антенная система, проверка статистических гипотез, навигационный сигнал, приемный канал, разность фаз.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Для цитирования.** Саад, Х. Х. Селекция и компенсация сигналов спуфинга в гражданской аппаратуре потребителя глобальной навигационной спутниковой системы с многоканальной приемной системой / Х. Х. Саад, М. А. Лобан // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 8. С. 51–58. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-51-58>.

### Formulation of the problem

Nowadays, Global Positioning System (GPS) spoofing or Global Navigation Satellite System (GNSS) spoofing in general in addition to other types of either intentional or unintentional interference have been a main risk for the PVT solutions attained by the consumer navigation equipment. To clarify more what we are talking about, intentional interference such as jamming which is confined in emitting for example a low power signal similar to the GPS transmitted signal (L1 carrier frequency in our situation) is enough to mask the GPS navigation signal preventing the CNE from receiving the true navigation signal the way which will lead to the blockage of the receiver's functionality. Add to that, spoofing which is more dangerous than jamming is considered one of the main challenges dealing with the intentional interference facing the GPS receiver's accuracy; it can be defined as transmitting fake GNSS signals with the same navigation message's parameters (latitude, longitude, altitude, time, etc.), thus deceiving the user's segment, leading him/her to follow a different path than the intended one. Furthermore, unintentional interference such as the internal GPS receiver noise which is considered as a source of the navigation signal's distortion and the multipath (reflection of the desired navigation signals) is also classified as a pivotal base for errors affecting the accuracy of the receiver. On the other hand, and according to the previous explanation, and in order to get rid of such challenges (we will focus on the most harmful type \_ spoofing), we propose in this article a methodology that should be able to detect the GPS spoofing signals from the true navigation satellites' signals with the ability for post processing attaining the compensation and the suppression of the false signals (spoofing signals) in addition to the jamming signals

and other sources of interference. In order to achieve our goal, an adaptive array antenna or adaptive beamforming technique must be used, thus the use of multichannel array antenna (using multi-elements).

The aim of such process is keeping the receiving system antennas' radiation steered towards the desired signals [1–3] in addition to the nulling toward any other suspicious signal (jamming, spoofing, etc.); such procedure will be able at the end to save the receiver's accuracy stability giving the precise PVT solutions. Some of the results obtained previously make use of complex algorithms for adapting and suppression for the jamming and spoofing signals, using Spoofing and Jamming Suppression Method (SJSM), multiple signal classification (MUSIC), AntiJamming-AntiSpoofing (AJ-AS) algorithms, etc. One of the main problems in such results is the inability of spoofing suppression or the fair anti-spoofing results. Some of the results show that the some of these algorithms can only suppress jamming without the ability to suppress spoofing attack, and vice versa [4]. We can notice that the used algorithm for such results obtained can't lead to the integrity between jamming and spoofing prevention. At the end of this part, we can say that a brief description of the situation model and the receiving system (general geometry, number of channels, spoofing tool problem, etc.) is given highlighting the essential neediness to face such types of interference.

### Preliminary signal processing

In this section, the main preprocessing operations will presented and mathematically formalized; such stages can be confined in the compression of signals at the outputs of antenna system elements in all receiving channels by code, detection of navigation signals (true and false) and estimation of their delay times, measurement of the phase difference of signals at the outputs of antenna system elements for estimated time points.

Assume  $T = N_{T_0} T_0$ ;  $m = \overline{1, M}$ ;  $M = F_s T$ ;  $M_1 = F_s T_0$ , where  $N_{T_0}$  is the number of signal durations in the simulation interval and  $T_0$  is the duration of the navigation signal;  $F_s$  is a sampling frequency,  $M$  is the number of the samples in the simulation interval, and  $M_1$  is the number of samples in the duration of the navigation signal.

Note that the vector  $\mathbf{Y} = (\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_M)$  defines the multichannel implementation at the input of the processing system, which is composed up of vectors  $\mathbf{y}_m = (\dot{Y}_{1,m}, \dot{Y}_{2,m}, \dots, \dot{Y}_{L,m})^T$  of signal sampling  $\dot{Y}_{l,m}$  of the  $l^{\text{th}}$  receiving channel of the array antenna system,  $l = \overline{1, L}$ ,  $L$  is the number of receiving channels.

We will perform consistent filtering of the  $\mathbf{a}\mu\mathbf{v}$ adapted multichannel implementation for all visible navigation satellites

$$\mathbf{s}_n(m) = MF_n(\mathbf{y}_m), \quad (1)$$

where  $MF_n(\bullet)$  is the operator of matched filtering (convolution with the impulse response of the optimal filter) in the  $n^{\text{th}}$  receiving channel;  $n = \overline{1, N}$ ;  $N$  is the number of the navigation satellites;  $\mathbf{S}_n = (\mathbf{s}_n(1), \dots, \mathbf{s}_n(M))$ ;  $\mathbf{s}_n(m) = (\dot{S}_n(1,m), \dots, \dot{S}_n(L,m))^T$  is a matrix of signals' samples in the output of the match filters;  $\dot{S}_n(l,m)$  is the  $m^{\text{th}}$  sample of the signal in the output of  $l^{\text{th}}$  element array and match filter for  $n^{\text{th}}$  satellite.

For each navigation satellite (channel by code), we will find the index of the maximum of the signal module at the output of the first (or any other reference channel) at the interval of the duration of the navigation signal

$$i_n = \arg \max_{m=1, M_1}^m |\dot{S}_n(1,m)|, \quad (2)$$

and we estimate the phases' vectors  $\boldsymbol{\varphi}_n^{(1)} = (\varphi_{1,n}^{(1)}, \dots, \varphi_{L,n}^{(1)})^T$ , where

$$\varphi_{l,n}^{(1)} = \arg \dot{S}_n(l, i_n) \quad (3)$$

is the signal's phase at the output of the receiving channels for finding the maximum.

Let 's take the first receiving channel as a reference and recalculate the phase estimation according to the rule, knowing that it should be in the interval  $[0, 2\pi]$

$$v_{l,n} = \begin{cases} \Delta\varphi_{l,n}, & \Delta\varphi_{l,n} < 2\pi; \\ \Delta\varphi_{l,n} - 2\pi \left[ \frac{\Delta\varphi_{l,n}}{2\pi} \right], & \Delta\varphi_{l,n} > 2\pi; \end{cases} \quad \begin{cases} \Delta\varphi_{l,n} = \varphi_{l,n}^{(1)} - \varphi_{1,n}^{(1)}; \\ \Delta\varphi_{l,n} = \Delta\varphi_{l,n} + 2\pi, & \text{if } \Delta\varphi_{l,n} < 0; \end{cases} \quad l = \overline{2, L}, \quad (4)$$

and we form a vector of phase differences of signals at the outputs of the receiving channels

$$\mathbf{v}_n = (v_{2,n}, \dots, v_{L,n})^T$$

with dimension is  $L - 1$  for first maximum.

Similarly, we will find the second maximum and perform the same operations:

$$k_n = \arg \max_{\substack{m=1, M_1; \\ m \notin i_n \pm \Delta m}} |\dot{S}_n(l, m)|; \quad (5)$$

where  $\Delta m = [F_S / \Delta f_0]$  is the bandwidth of the compressed signal's samples, and we estimate the vectors

$$\varphi_n^{(2)} = (\varphi_{1,n}^{(2)}, \dots, \varphi_{L,n}^{(2)})^T;$$

$$\varphi_{l,n}^{(2)} = \arg \dot{S}_n(l, k_n) \quad (6)$$

of phases of the signals at the outputs of the receiving channels for the second maximum.

And recalculate the phase estimates according to the rule

$$\mu_{l,n} = \begin{cases} \Delta\varphi_{l,n}, & \Delta\varphi_{l,n} < 2\pi; \\ \Delta\varphi_{l,n} - 2\pi \left[ \frac{\Delta\varphi_{l,n}}{2\pi} \right], & \Delta\varphi_{l,n} > 2\pi; \end{cases} \quad \begin{cases} \Delta\varphi_{l,n} = \varphi_{l,n}^{(2)} - \varphi_{1,n}^{(2)}; \\ \Delta\varphi_{l,n} = \Delta\varphi_{l,n} + 2\pi, & \text{if } \Delta\varphi_{l,n} < 0; \end{cases} \quad l = \overline{2, L} \quad (7)$$

and we form a vector of phase differences of signals at the outputs of the receiving channels

$$\boldsymbol{\mu}_n = (\mu_{2,n}, \dots, \mu_{L,n})^T.$$

Vectors  $\mathbf{v}_n$  and  $\boldsymbol{\mu}_n$  are the bases for the selection of spoofing signals and the result of preprocessing.

### Selection of the spoofing signal

Taking into account the periodicity of the phase, we define the Euclidean distance between two phase values  $\varphi_1$  and  $\varphi_2$  as

$$D_\varphi(\varphi_1, \varphi_2) = \arccos(\cos \varphi_1 \cos \varphi_2 + \sin \varphi_1 \sin \varphi_2), \quad D(\varphi_1, \varphi_2) \geq 0 \quad (8)$$

and the Euclidean distance between the two vectors of phase differences at the outputs of the receiving channels as

$$D(\mathbf{v}, \boldsymbol{\mu}) = \sum_{l=2}^L D_\varphi(v_l, \mu_l), \quad D \geq 0. \quad (9)$$

Let's form an upper-triangular matrix of Euclidean distances between the measured vectors of phase differences at the outputs of the receiving channels with a dimension of  $2N$  rows and columns

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} 0 & D(\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2) & D(\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_3) & \dots & D(\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_N) & D(\mathbf{v}_1, \boldsymbol{\mu}_1) & D(\mathbf{v}_1, \boldsymbol{\mu}_2) & \dots & \dots & D(\mathbf{v}_1, \boldsymbol{\mu}_N) \\ & 0 & D(\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3) & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ & & 0 & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ & & & 0 & D(\mathbf{v}_{N-1}, \mathbf{v}_N) & D(\mathbf{v}_{N-1}, \boldsymbol{\mu}_1) & D(\mathbf{v}_{N-1}, \boldsymbol{\mu}_2) & \dots & \dots & D(\mathbf{v}_{N-1}, \boldsymbol{\mu}_N) \\ \hline & & & & 0 & D(\mathbf{v}_N, \boldsymbol{\mu}_1) & D(\mathbf{v}_N, \boldsymbol{\mu}_2) & \dots & \dots & D(\mathbf{v}_N, \boldsymbol{\mu}_N) \\ & & & & & 0 & D(\boldsymbol{\mu}_1, \boldsymbol{\mu}_2) & D(\boldsymbol{\mu}_1, \boldsymbol{\mu}_3) & \dots & D(\boldsymbol{\mu}_1, \boldsymbol{\mu}_N) \\ & & & & & & 0 & D(\boldsymbol{\mu}_2, \boldsymbol{\mu}_3) & \dots & \vdots \\ & & & & & & & \ddots & \dots & \vdots \\ & & & & & & & & \ddots & D(\boldsymbol{\mu}_{N-1}, \boldsymbol{\mu}_N) \\ & & & & & & & & & 0 \end{pmatrix}.$$

The element  $D_{q,p}$  of the matrix corresponds to:  $n = q$  satellite and  $i_n$  samples if  $q \leq N$  and to  $n = q - N$  satellite and  $k_n$  samples if  $N < q \leq 2N$ ;  $n = p$  satellite and  $i_n$  samples if  $p \leq N$  and to  $n = p - N$  satellite and  $k_n$  samples if  $N < p \leq 2N$ .

Let's find the minimum element of the matrix  $\mathbf{D}$  from above the main diagonal, the indices  $q_{\min}, p_{\min}$  of this element

$$(q_{\min}, p_{\min}) = \arg \min_{p > q, D_{q,p} \neq 0}^{q,p} D_{q,p}. \quad (10)$$

These indices determine the numbers of navigation satellites and corresponding maxima for which the Euclidean distance between the phase measurements is minimum.

When the following condition is met

$$\min D_{q,p} < h_D, \quad (11)$$

where  $h_D$  is the threshold for deciding that the signals are coming from a single source (spoofer), let's include  $b_1 = q_{\min}, b_2 = p_{\min}$  indices;  $q_{\min}, p_{\min}$  in the vector  $\mathbf{b}$  indices of spoofing signals.

In addition to that, if the above condition isn't achieved, then there won't be a presence of spoofing signals. Let's add the  $\mathbf{b}$  vector with the column indices of all elements in the  $q_{\min}$  row and the indices of all elements in the  $p_{\min}$  column whose values are less than the specified threshold:

$$\mathbf{b} \leftarrow \text{Add} \left( \begin{array}{l} \forall p, D_{q_{\min}, p} < h_D, p > q_{\min} \\ \forall q, D_{q, p_{\min}} < h_D, q < p_{\min} \end{array} \right). \quad (12)$$

As a result, vector  $\mathbf{b}$  will contain indices of the corresponding signals received from one direction. This process can be considered as the process of dividing (clustering) the selected maxima into two regions containing signals from one direction and from different directions.

### Spatial domain spoofing compensation procedure

The main operations for compensating spoofing signals in the spatial domain are presented and mathematically formalized: estimation of the correlation matrix, calculation of the weight vector, and weight processing. In a multichannel array antenna system, we can compensate for the source (or several sources) of interference, as well as the spoofing signal.

Using the obtained indices, we estimate the correlation matrix of signals coming from one direction (spoofing signals) as:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N_{T_0} \Theta(\mathbf{b})} \sum_{r=1}^{N_{T_0}} \sum_{q=1}^{\Theta(\mathbf{b})} \mathbf{s}_{n(b_q)} (m(b_q) + M_1 r) \mathbf{s}_{n(b_q)}^H (m(b_q) + M_1 r), \quad (13)$$

where  $H$  is the Hermitian conjugation (transpose and complex conjugation);  $\Theta(\mathbf{b})$  is the length of vector  $\mathbf{b}$ ;

$$n(b_q) = \begin{cases} b_q, & b_q \leq N; \\ b_q - N, & b_q > N; \end{cases} \quad m(b_q) = \begin{cases} i_n(b_q), & b_q \leq N; \\ k_n(b_q), & b_q > N; \end{cases} \quad (14)$$

$n, m$  represent the number of satellite and the number of samples respectively corresponding to the index  $b_q$ .

Since the correlation matrix is estimated by a relatively small number of samples (typically  $N_{T_0} = 4-5$ ,  $\Theta(\mathbf{b}) = 4-8$ ,  $N_{T_0} \Theta(\mathbf{b}) = 16-40$ ) in accordance with [4, 7], it is recommended to regularize it in accordance with the expression

$$\hat{\mathbf{R}}_r = \hat{\mathbf{R}} + \mu_r \sigma_0^2 \mathbf{I}, \quad (15)$$

where  $\mu_r$  is a regularization's coefficient;  $\sigma_0^2$  is a power of internal noise in the output of the match filter;  $\mathbf{I}$  is the unit matrix of the corresponding dimension.

Then we can calculate the weight vector as [4]

$$\mathbf{w} = \hat{\mathbf{R}}_r^{-1} \mathbf{e}, \quad (16)$$

where  $\mathbf{e} = (1, 0, \dots, 0)^T$ , after normalization of the weight vector, we get

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{w}}{|\mathbf{w}|}. \quad (17)$$

Weight vector can be used to weight processing signals  $\mathbf{Y}$ ,  $\mathbf{S}$  to input of receiving channels or to the output of match filters according to expressions

$$\dot{Y}_m^{wp} = \mathbf{w}^H \mathbf{y}_m; \dot{S}_n^{wp}(m) = \mathbf{w}^H \mathbf{s}_n(m). \quad (18)$$

As a result, there is a rejection of spoofing signals. If there is masking interference from one or more directions in the received implementation, it will also be suppressed. The stages of algorithm shown are in Fig. 1.

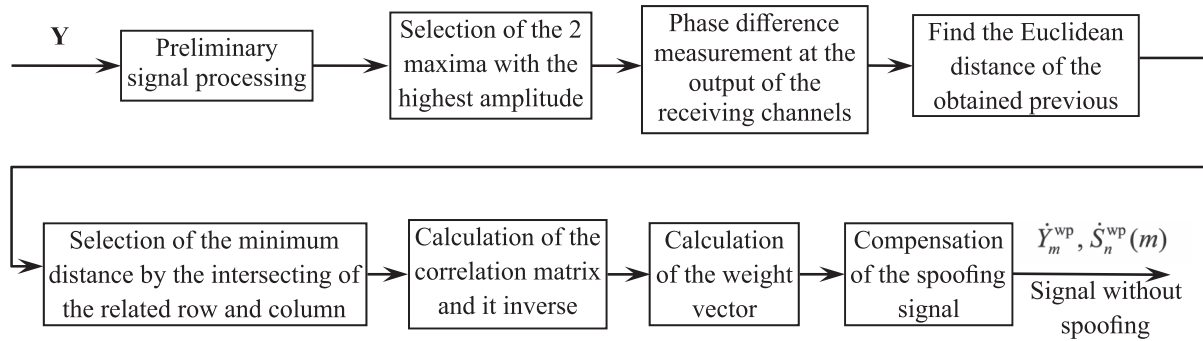


Fig. 1. The main stages of the processing algorithm for spoofing compensation

Knowing that if the radial velocity is negative, Doppler shift will be positive, they are inversely proportional to each other. Moreover, if the reflection is very high value, then the processing of spoofing suppression will decrease and the power of the output noise in the processing operation will decrease too. Also, and dealing with the power of noise, as the last at the output filter increases, then and accordingly to the time delay of the true navigation signals, the accuracy will be minimized.

### Simulation results and discussion

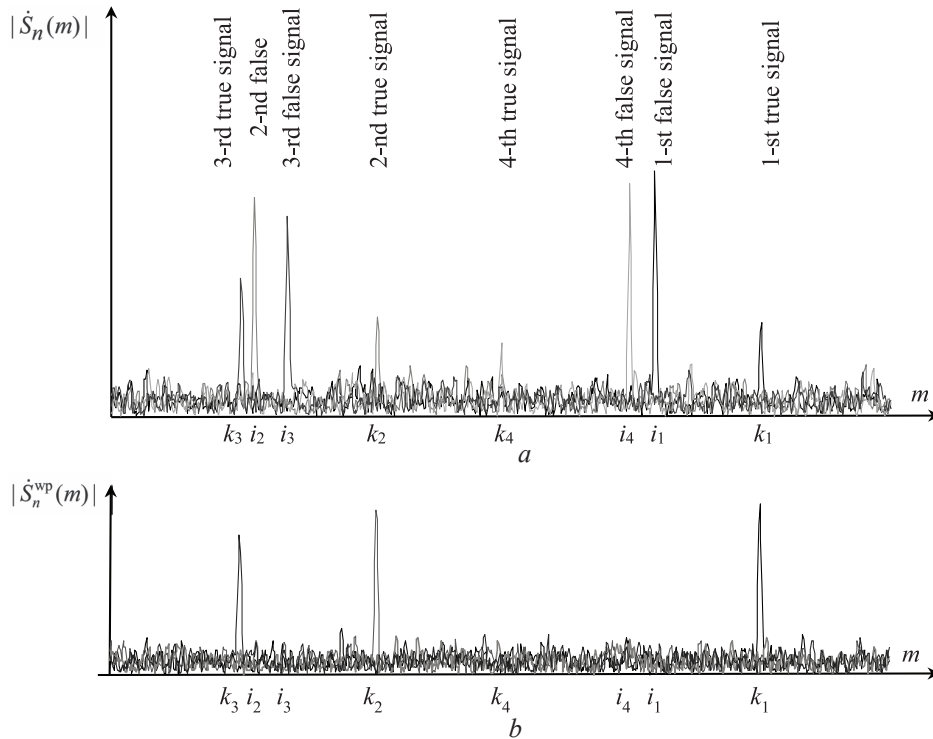
The simulation of the model is done using Matlab software. In our mode, we set the positions of the array antenna elements, the directivity of these elements, the coordinates of the GPS navigation satellites, coordinates of the spoofer, jammer, false positioning coordinates; add to that all the parameters related to the GPS NSs, power transmitted by the GPS NS, power of the spoofer, jammer, azimuths and elevations for all the NSs, spoofer, jammer, etc... In our model, we calculate the signal at the input of the receiving channels and processing procedure is done according to the formulas (1)–(18). Then we detect the navigation signal, estimate the time delay, and measure the coordinates of the CNE. In the simulation process, we set the following parameters: the carrier frequency  $f_0 = 1575.42$  MHz,  $\lambda = c/f_0$ , bandwidth of the receiving channels is 4 MHz,  $T_0 = 1$  ms,  $F_s = 4$  MHz,  $L = 4$ ,  $N_{T_0} = 4$ , the distance between the elements of the array antenna system is  $\lambda/2$ , the spectral power density of the noise power is  $N_0 = 10^{-20}$  W/Hz. Note that the power of the spoofer is 0.01 W. Moreover, the parameters of the GPS NS are standard [5, 6]. We assume that the coordinates of the spoofer and the false position are respectively the following:  $(-1500, -5000, 20)$  and  $(7000, 8000, 0)$ . Furthermore, the coordinates of the array antenna elements are  $(0, 0, 0)$ . The gain in zenith for the array's elements is 3 dBi for each; the directivity of the array elements is represented as the cosine of the angle between the zenith and the source's direction (spoofer, NS, jammer, etc.).

The results of the simulation are shown in Fig. 2. In the first part of the figure, we can notice obviously that at the output of the filter the indices of maximum for the four true signals and the four spoofing signals, and after the operation of the processing algorithm, the compensation and the suppression of the spoofing signals while receiving only the navigation satellites' signals (true signals) with increasing in the amplitudes dealing mainly with the first and the second true signals.

Tabl. 1 shows the gain values for the adapted directional pattern towards the directions of the spoofer and the NSs in decibel unit with reference to the isotropic antenna (dBi) for 10 iterations. Add to that, there are also the values for the NSs' signal to noise ratio (SNR) and the resulting error in estimating the coordinates of the navigation receiver. Note that the values of the signal-to-noise ratio exceeding 5–6 are not random.

The results in table 1 show that for all gain values of the adapted directivity towards the spoofer  $< -40$  dBi; for 5–6 navigation satellites, the gain of the adapted antenna system is 1.0–1.5 with a typical SNR,





**Fig. 2.** The true and the spoofing signals at the output of the match filter for the 1<sup>st</sup> channel and after the processing algorithm: *a* – at the output of the match filter for 1<sup>st</sup> channel; *b* – after the processing algorithm

**Table 1.** The adaptive beamforming towards the spoofer and the NSs in addition to the NSs' SNR

№ of processing	Gain, dBi, to spoofer	Gain, dB / SNR, to NSs								Error, m
		1	2	3	4	5	6	7	8	
1	< -40	1.6 / 41	2.1 / 58	0.6 / 27	0.1 / 6	1.2 / 1,1	0.01 / 0,3	1.2 / 0,3	0.01 / 1.1	52
2	< -40	1.1 / 32	1.1 / 31	0.4 / 20	0.1 / 8	1.9 / 42	0.03 / 1,6	0.6 / 10	0.02 / 4.8	37
3	< -40	1 / 35	1.4 / 54	0.5 / 14	0.1 / 1	1.9 / 68	0.04 / 1.0	1.0 / 27	0.01 / 0.5	66
4	< -40	1.3 / 47	1.1 / 34	0.6 / 29	0.1 / 6	1.5 / 54	0.04 / 7.0	0.4 / 0.9	0.01 / 1.4	129
5	< -40	0.8 / 32	1.3 / 47.4	0.4 / 25	0.07 / 4	1.9 / 1.9	0.03 / 0.7	1.3 / 31	0.01 / 1.6	10
6	< -40	1.5 / 60	1.4 / 34.8	0.6 / 8	0.04 / 4	1.2 / 0.2	0.03 / 1.7	1.2 / 3.1	0.01 / 1.8	36
7	< -40	1.6 / 46	1.9 / 58.9	0.7 / 21	0.1 / 8	1.2 / 2.4	0.02 / 1,2	0.8 / 0.1	0.01 / 0.9	54
8	< -40	1.4 / 47	1.6 / 40.1	0.8 / 35	0.07 / 4	1.3 / 23	0.04 / 1,9	0.1 / 0.3	0.01 / 1.5	84
9	< -40	1.2 / 29	1.3 / 48.9	0.6 / 21	0.09 / 1	1.6 / 2.6	0.03 / 1,8	0.8 / 0.3	0.01 / 1.3	22
10	< -40	1.5 / 42	1.3 / 42	0.5 / 15	0.1 / 9	1.4 / 0.2	0.03 / 0,7	0.7 / 1.4	0.01 / 0.7	80

but there are 2 NSs in the direction of which the gain is close to zero. This may be due to their close location to the direction of the source of spoofing, or may be a random result in digital diagram formation. The error is typical for 1 repetition for the NS signal.

The variable parameters of the algorithm for a given geometry of a multichannel receiving system are: the threshold value  $h_D$  for the selection of measurements of the phases of signals related to one direction and the number  $N_{T_0}$  of repetition periods of the navigation signal used in the selection. The threshold value  $h_D$  can be determined based on the assumption that the matrix elements  $\mathbf{D}$  representing the differences in the signals' phases estimation will have a normal distribution with zero mathematical expectation and variance determined by the formula of potential measurement accuracy. Therefore, the threshold can be determined based on the probability of a random variable falling into a given interval, or, in a particular case, according to the "three sigma" rule.

With an increase in the number  $N_{T_0}$  of the navigation signal's repetition periods, the accuracy of the estimation of the correlation matrix by spoofing signals increases. This leads to an increase in the degree of suppression of spoofing signals and an increase in the signal-to-noise ratio due to a decrease in the norm of the vector of weighting coefficients [7] and a decrease in the power of internal noise after weight processing.

The total number of independent samples used in the evaluation of the interference correlation matrix is  $N_{T_0} N_{ns}$ , where  $N_{ns}$  is the number of navigation satellites for which spoofing signals are present. If the condition  $N_{T_0} N_{ns} \geq 2N_{ar}$  is met, where  $N_{ar}$  is the number of elements in the array antenna system, the signal-to-noise loss will be less than 3 dB [7]. With a further increase in the number of counts used, losses are reduced. Therefore, at  $N_{ns} = 5-6$ , it is enough to choose  $N_{T_0} = 2-4$ . With the specified parameters, the detection of the spoofing signal and the adjustment of the weighting coefficients in the multichannel receiving system can be carried out periodically with an interval of 50–100 ms. This will ensure timely detection of spoofing signals, including with the initial coincidence of true and false navigation signals by the delay time and a “smooth” change in the delay time and the Doppler shift of the false signal frequency [2, 3].

### Conclusion

After showing the main steps of our implementation concerning the different interference sources mainly jamming and spoofing taking in consideration the various variables and parameters and their impact in the processing algorithm, we attained at the end the expected results with the compatibility and the stability of the proposed adaptation in the multichannel receiving system. Detection of the spoofing signals and selecting them is considered a successful technique in the way of protecting the consumer navigation equipment, but going beyond this and suppressing such fake signals is the most essential aim, and that’s what we have reached in this article.

### References

1. Korotkevich A., Saad H. Kh., Stupin K. (2021) Models of GPS-Spoofing of Civil Navigation Equipment of Consumer. *News of Science and Technology*. 59 (4), 48–56.
2. Ali Jafarnia-Jahromi, Ali Broumandan, John Nielsen, Gérard Lachapelle (2012) GPS Vulnerability to Spoofing Threats and a Review of Antispoofing Techniques. *International Journal of Navigation and Observatio*. 16. Doi: 10.1155/2012/127072.
3. Yang Gao, Hong Li, Mingquan Lu, Zhenming Feng (2013) Intermediate Spoofing Strategies and Countermeasures. *Tsinghua Science and Technology*. 18 (6), 599–605.
4. Robert A. Monzingo, Randy L. Haupt, Thomas W. Miller (2011) *Introduction to Adaptive Arrays, 2<sup>nd</sup> ed.* SciTech Publ. 686.
5. Spilker Jr. James J., Axelrad P., Parkinson Bradford W. (1996) *Global Positioning System: Theory and Application, Volume 1*. Washington, American Institute of Aeronautics and Astronautics. 1 Jan., 793.
6. IS-GPS-200: Interface Specification. Navstar GPS Space Segment. Navigation User Interfaces. *Navstar GPS*, 2004. 207.
7. Reed I. S., Mallett J. D., Brennan L. E. (1974) Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays. *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*. 10 (6), 853–863.

### Authors’ contribution

Saad H. Kh. developed the statement of the problem, proposed the procedure for processing the accepted implementation, and developed the mathematical model of a multichannel receiving device, conducted modeling and the analysis of the results obtained.

Loban M. A. took part in modeling, discussing the results and prepared the manuscript of the article for publication.

### Information about the authors

**Saad H. Kh.**, Postgraduate at the Department of Information Radiotechnologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

**Loban M. A.**, Engineer at the Department of Information Radiotechnologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

### Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka St., 6  
Belarusian State University  
of Informatics and Radioelectronics  
Tel. +375 17 293-89-11  
E-mail: m.loban@bsuir.by  
Loban Maria Andreevna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-59-66>

Оригинальная статья  
Original paper

УДК 621.372.5

## СОГЛАСОВАНИЕ ПАТЧ-АНТЕННЫ С КРОСС-ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ ДЛЯ ГЕОЛОКАЦИИ

М. А. ЯНЦЕВИЧ, Г. А. ФИЛИППОВИЧ

*Военная академия Республики Беларусь (г. Минск, Республика Беларусь)*

*Поступила в редакцию 12.09.2022*

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022  
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

**Аннотация.** В статье представлены результаты исследования возможностей расширения рабочей полосы частот патч-антенны за счет широкополосного согласования. В качестве системного подхода предлагается обобщенный метод Дарлингтона с использованием гибких аппроксимирующих функций, обладающих повышенными вариативными свойствами. Эти свойства необходимы для разрешимости системы ограничений на пределы согласования. Результаты синтеза по обобщенному методу Дарлингтона с применением гибких аппроксимаций обеспечивают полосу согласования 10 %, однако имеют повышенную чувствительность номиналов сосредоточенных элементов. Также представлена методика синтеза в распределенном элементном базисе. В синтезе согласующей цепи на распределенных элементах использовано преобразование Ричардса для однородных микрополосковых линий. Представлено сравнение теоретических и экспериментальных результатов согласования антенны. Синтез на распределенных элементах обеспечил полосу 17 % при минимальном количестве согласующих элементов. Методика синтеза в распределенном элементном базисе может использоваться для согласования широкого класса вибраторных и щелевых антенн, размеры которых кратны четверти длины волны.

**Ключевые слова:** антенна, широкополосное согласование, аппроксимация, распределенные элементы, методика, длина волны, модель, сопротивление, параметры, микрополосковая линия.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Для цитирования.** Янцевич, М. А. Согласование патч-антенны с кросс-поляризацией для геолокации / М. А. Янцевич, Г. А. Филиппович // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 8. С. 59–66. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-59-66>.

## BROADBAND MATCHING OF PATCH-ANTENNA FOR GEOLOCATION

MIKHAIL A. YANTSEVICH, HENADZY A. FILIPOVICH

*Military Academy of the Republic of Belarus (Minsk, Republic of Belarus)*

*Submitted 12.09.2022*

**Abstract.** The article presents the study results of the possibilities of expanding the working frequency band of a patch antenna, due to the broadband matching. As a systematic approach, a generalized Darlington method is proposed using flexible approximating functions with increased variable properties. These properties are necessary for the solvability of the system of restrictions on the agreement limits. The results of synthesis by the generalized Darlington method using flexible approximations provide a matching band of 10 %, but have an increased sensitivity of the values of concentrated elements. A synthesis technique in a distributed element basis is also presented. In the synthesis of a matching chain on distributed elements, the Richards transform for homogeneous microstrip lines is used. A comparison of theoretical and experimental results of antenna matching is presented. Synthesis on distributed elements provided a 17 % band with a minimum number of matching elements. The synthesis technique in the distributed element basis can be used to match a wide class of vibrator and slot antennas, the dimensions of which are multiples of a wavelength quarter.

**Keywords:** antenna, broadband matching, approximation, distributed elements, technique, wavelength, model, resistance, parameters, microstrip line.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflict of interests.

**For citation.** Yantsevich M. A., Filipovich G. A. (2022) Broadband Matching of Patch-Antenna for Geolocation. *Doklady BGUIR*. 20 (8), 59–66. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-59-66> (in Russian).

### Введение

Антенны для геолокации с использованием беспилотных летательных аппаратов должны обладать изотропной диаграммой направленности (ДН) в азимутальной плоскости, быть низкопрофильными и иметь довольно широкую рабочую полосу частот. Также антенна должна иметь минимально возможные габариты при обеспечении электрических характеристик, предъявляемых к ней. Дополнительным условием является необходимость работы антенны в двух ортогональных плоскостях ДН.

Приемлемым вариантом можно считать патч-антенну, основные достоинства которой – дешевизна и простота в изготовлении. Однако один из проблемных вопросов – согласование патч-антенны, которая, по существу, является резонансной. Ряд публикаций носят преимущественно частный характер и отмечают типичные значения полосы согласования 5–7 %, что не всегда оказывается достаточным, когда необходимо использовать спектр сигналов до сотен МГц. Поэтому интерес для инженеров может представлять исследование, направленное на использование более основательных системных методов широкополосного согласования.

### Моделирование патч-антенны

Антенна представляет собой квадратный лепесток на одностороннем фольгированном стеклотекстолите FR4 (рис. 1), подвешенный на диэлектрических вставках над квадратной пластиной (земля). Диэлектрический слой лепестка обращен в сторону земляной пластины.

Антенна, по существу, – полуволновый щелевой резонатор. И по этой причине она является узкополосной. Согласование такой антенны чаще производится за счет выбора точки подключения [1]. Поэтому интерес представляет исследование, направленное на оценку возможностей согласования при использовании системного аналитического подхода, в основе которого лежит обобщенный метод синтеза по Дарлингтону [2]. Возможности аналитических методов существенно зависят от способа представления модели входного сопротивления согласуемой нагрузки.

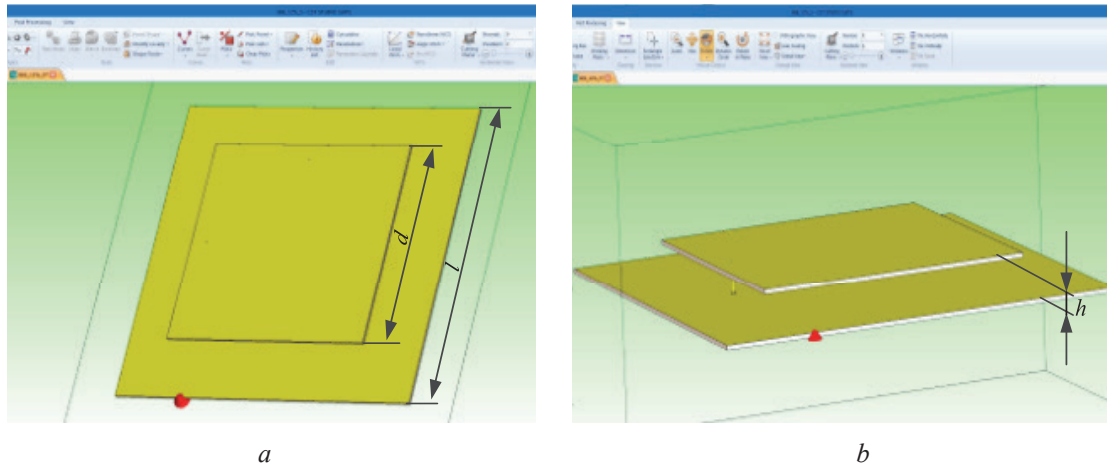


Рис. 1. Конструкция антенны (в среде CST STUDIO): *a* – вид сверху; *b* – вид сбоку  
Fig. 1. Antenna design (in the modeling environment CST STUDIO): *a* – top view; *b* – side view

Для данной антенны хорошей и физически прозрачной моделью является входное сопротивление полуволновой линии, образованной лепестком антенны и земляной пластиной и нагруженной на сопротивление излучения антенны.

Функция входного сопротивления линии имеет вид

$$Z(f) = \frac{R + \rho j \tan(2\pi f \tau)}{1 + \frac{R}{\rho} j \tan(2\pi f \tau)}, \quad (1)$$

где  $R$  – сопротивление излучения антенны;  $\rho$  – волновое сопротивление линии;  $\tau$  – постоянная времени (время задержки) микрополосковой линии.

Частотные зависимости действительной и мнимой частей входного сопротивления антенны представлены на рис. 2. Такие зависимости хорошо аппроксимируются  $RLL_1C$ -цепью [3], функция сопротивления с параметрами  $R = 150$  Ом,  $C = 12$  пФ,  $L = 2,8$  нГн,  $L_1 = 4$  нГн для которой определяется выражением:

$$Z(s) = \frac{LCL_1Rs^3 + LL_1s^2 + R(L + L_1)s}{LCRs^2 + Ls + R}.$$

Параметры сопротивления антенны определены по результатам ее моделирования в среде CST и уточнены по данным измерения изготовленного образца. Нормированные относительно несущей частоты (869 МГц) полосы пропускания (15 %) и сопротивления (50 Ом) параметры имеют значения:  $R = 3$  Ом;  $C = 0,491$  Ф;  $L = 0,0458$  Гн;  $L_1 = 0,065$  Гн.

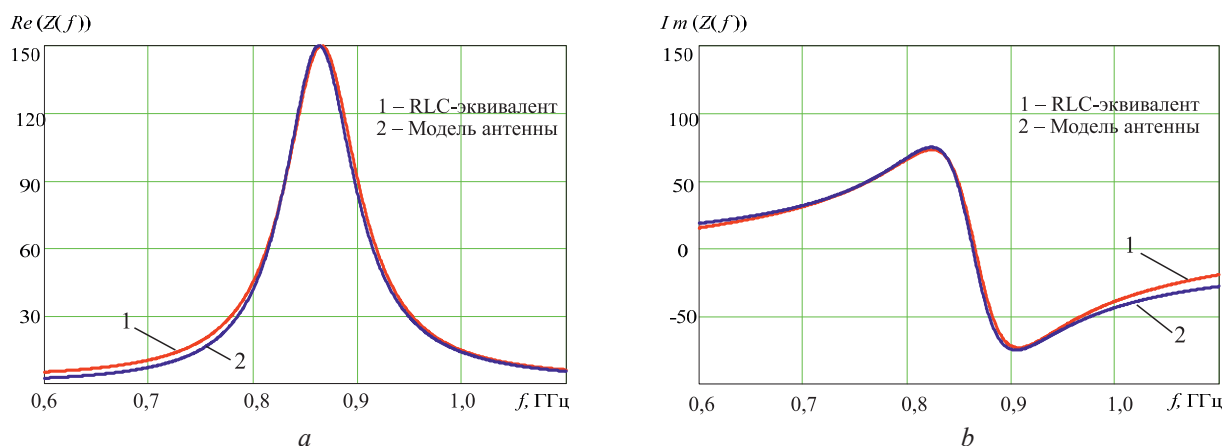


Рис. 2. Частотные зависимости сопротивления эквивалента и модели антенны:  
*a* – действительная часть; *b* – мнимая часть

Fig. 2. Frequency dependences resistance of the equivalent and model antenna: *a* – real part; *b* – imaginary part

### Согласование патч-антенны в сосредоточенном элементном базисе

Представленная модель нагрузки позволяет использовать классические аппроксимации частотной характеристики цепи согласования, однако диапазон параметров модели не обеспечивает согласование антенны в заданном диапазоне. Поэтому в исследовании использовали гибкие аппроксимирующие функции (АФ), хорошо зарекомендовавшие себя в ряде задач широкополосного согласования [4, 5]. Один из вариантов низкочастотного прототипа для такой функции имеет вид

$$K_p(\omega) = \frac{K}{1 + \varepsilon^2 \frac{v_1 \omega^2 + v_2 \omega^4 + \dots + v_n \omega^{2n}}{v_1 + v_2 + \dots + v_n}}, \quad (2)$$

где  $K \in (0;1]$  – коэффициент уровня передачи мощности;  $\varepsilon \in (0;1]$  – коэффициент регулировки полосы согласования (аналог коэффициента пульсаций чебышевской аппроксимирующей функции);  $v_i$  – варьируемый параметр.

Для формирования согласующим устройством полосовой частотной характеристики к выражению (2) необходимо применить известное реактансное частотное преобразование

$$\omega \rightarrow \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{B\omega},$$

где  $\omega_0 = \sqrt{\omega_{гр1}\omega_{гр2}}$  – центральная частота;  $\omega_{гр1}, \omega_{гр2}$  – граничная частота;  $B = \omega_{гр2} - \omega_{гр1}$  – полоса пропускания частотной характеристики.

Последующие действия производятся после аналитического продолжения АФ (1) на плоскость комплексной частоты. Далее формируется и решается система уравнений, задающих форму частотной характеристики, обеспечивающих условия физической реализуемости и ограничения, накладываемые нагрузкой [4, 5].

Синтезированная схема широкополосного согласующего устройства для сопротивления источника сигналов вместе с эквивалентом нагрузки представлена на рис. 3. Численные значения элементов на рис. 3:  $k = 0,175$ ;  $C_1 = 0,1023$  пФ;  $C_2 = 0,021$  пФ;  $L_1 = 317,58$  нГн;  $L_2 = 16030$  нГн.

На рис. 4 представлены частотные характеристики коэффициента стоячей волны (КСВ).

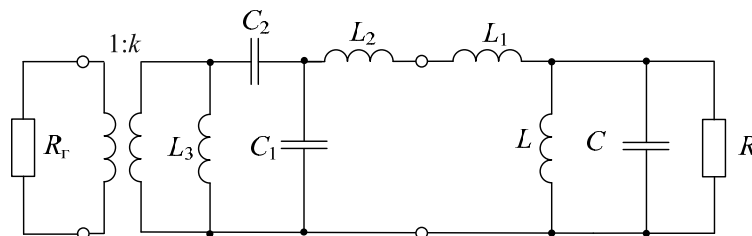


Рис. 3. Принципиальная схема широкополосного согласующего устройства с нагрузкой  
Fig. 3. Circuit diagram of the wideband schematic of the matching device with load

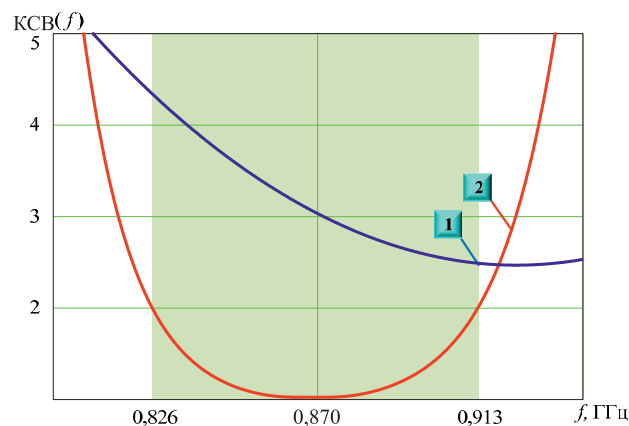


Рис. 4. Частотная характеристика коэффициента стоячей волны: 1 – нагрузки; 2 – согласованной нагрузки  
Fig. 4. SWR frequency response: 1 – load; 2 – matched load

Полученный результат синтеза хорошо иллюстрирует возможности гибких аппроксимаций, но вызывает проблемы реализации на сосредоточенных элементах ввиду редкой сетки стандартов для реактивных элементов. Однако при разработке устройства как интегральной схемы, когда элементы «выращиваются» на подложке печатной платы, полученные результаты могут оказаться полезными. Тем не менее для полноты исследования важно оценить возможности для реализации результатов согласования на распределенных элементах, для которых проблемы точности воспроизведения геометрических размеров проводников практически нет.

### Методика согласования в распределенном элементном базисе

Распределенная модель антенны, описываемая выражением (1), представляет собой отрезок микрополосковой линии передачи с электрической длиной, близкой к половине длины волны. Для решения задачи согласования использовали точный метод синтеза, аналогичный методу синтеза электрических фильтров на однородных (commensurate) микрополосковых линиях, в основе которого лежит частотное преобразование Ричардса [6]. Формально эта операция означает замену частотной переменной  $p = \pm j \tan(\theta)$ . Особенность синтеза фильтров на однородных линиях состоит в том, что каждый отрезок линии (единичный элемент) имеет фиксированную длину  $l = \lambda/4$ . Это обстоятельство влечет за собой необходимость использования модели антенны с такой же электрической длиной. Физическую модель антенны (1) можно представить каскадным соединением четвертьволновых отрезков с одинаковым волновым сопротивлением. Функция входного сопротивления такой антенны будет определяться выражением

$$Z_{\text{н}}(p) = \rho \frac{Rp^2 + 2\rho p + R}{\rho p^2 + 2Rp + \rho}. \quad (3)$$

Для функции сопротивления (3) числитель четной части запишется в виде

$$N(-p^2) = \rho^2 R (p^2 - 1)^2,$$

из которого следует, что сопротивление антенны имеет нуль передачи на вещественной оси  $p = \pm 1$ , а модель сопротивления антенны может использоваться для синтеза однородных согласующих цепей без снижения точности расчетов.

В качестве базовой АФ выберем функцию (2). Учитывая, что порядок функции (3) равен 2, порядок аппроксимирующей функции должен быть не менее 4. Функция передачи (3) после частотного преобразования [6], обеспечивающего в АФ нули передачи единичных элементов  $p = \pm 1$ , принимает вид

$$K(-p^2) = \frac{K}{\varepsilon^2 \left[ \frac{v_1 p^2}{1-p^2} + \frac{v_2 p^4}{(1-p^2)^2} - \frac{v_3 p^6}{(1-p^2)^3} + \frac{v_4 p^8}{(1-p^2)^4} \right] + \frac{v_1 p'^2}{1-p'^2} + \frac{v_2 p'^4}{(1-p'^2)^2} - \frac{v_3 p'^6}{(1-p'^2)^3} + \frac{v_4 p'^8}{(1-p'^2)^4}}, \quad (4)$$

где  $p' = j \tan(2\pi\tau f_{\text{н,в}})$ ;  $\tau = 0,286$ ;  $f_{\text{н,в}}$  – нижняя или верхняя граничная частота, выбрана с запасом,  $f_{\text{в}} = 1$ .

Функция передачи (4) характеризует свойства каскадного соединения четырех единичных элементов и содержит только нули передачи на вещественной оси, которые присутствуют и в сопротивлении нагрузки (3). Из этого следует, что вариант z-параметров  $A$ , т. е. такой же, как и для реализации сосредоточенными элементами. Как и для каждой распределенной структуры, функция (4) является периодической, и для нее рабочая частота определяется электрической длиной единичного элемента в соответствии с выражением  $l = c/4\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}} f_c$ .

Методика синтеза содержит все этапы, описанные выше для сосредоточенной реализации, однако имеет свои особенности. В соответствии с положениями обобщенного метода синтеза по Дарлингтону для каждого нуля передачи нагрузки (их кратность 2) все полиномы z-параметров обращаются в нуль.

Поэтому с учетом кратности нуля передачи нагрузки система ограничений имеет следующий вид:

$$\begin{cases} P(p)|_{p=1} = 0; \\ \frac{dP(p)}{dp}|_{p=1} = 0, \end{cases} \quad (5)$$

где  $P(p) = ((a_1 + b_1)p + (a_3 + b_3)p^3)\rho(p^2 + 1) - ((a_0 + b_0) + (a_2 + b_2)p^2 + (a_4 + b_4)p^4)2Rp$  – полином знаменателя  $z$ -параметров.

Система ограничений в пространстве Ричардса также имеет свои особенности, обусловленные характером нулей передачи. В распределенном синтезе нули передачи не должны содержаться в  $z$ -параметрах, поэтому в процессе синтеза они сокращаются в полиномах всех  $z$ -параметров. Здесь же других нулей передачи, кроме  $p = \pm 1$ , нет, и аналога в синтезе с сосредоточенными параметрами для этого нуля тоже нет. Выполнение условий (5) приводит к понижению порядка  $z$ -параметров на общий сомножитель  $(p^2 - 1)^2$ .

Результаты получены при значении коэффициентов функции аппроксимации (4):  $K = 0,737$ ;  $\varepsilon = 0,763$ ;  $v_1 = 37,344$ ;  $v_2 = -812,62$ ;  $v_3 = 1521$ ;  $v_4 = -745,299$ . Волновые сопротивления согласующих отрезков  $\rho_1 = 105$  Ом,  $\rho_2 = 135$  Ом. Опытный образец антенны представлен на рис. 5. Питание лепестка осуществляется через изолированные отверстия (штыри), а штырей – через микрополосковые согласующие устройства на обратной стороне земляной пластины.

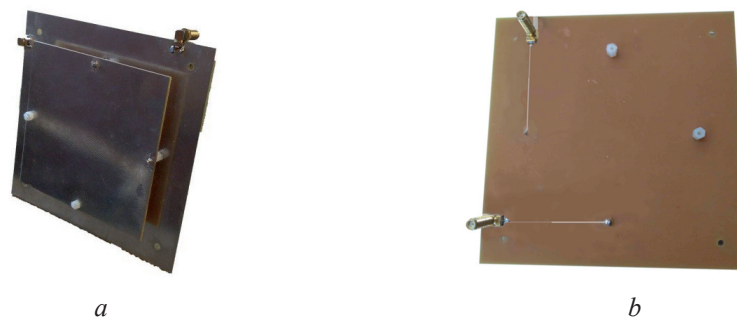


Рис. 5. Конструкция антенны:  $a$  – вид сбоку;  $b$  – вид сзади  
Fig. 5. Antenna design:  $a$  – side view;  $b$  – back view

Соединения с антенной – через разъемы SMA. Полоса согласования по уровню КСВ = 2 составляет 17 %, что является хорошим результатом и обеспечивает прием и передачу сигналов в полосе 150 МГц. Результат эксперимента хорошо согласуется с результатом синтеза, что видно из сопоставления характеристик на рис. 6.

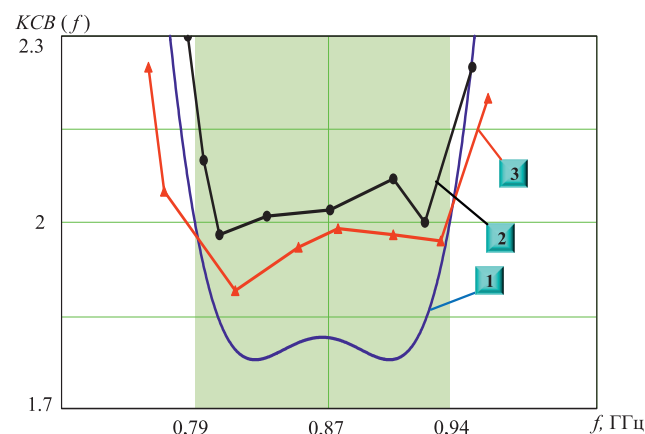


Рис. 6. Частотная характеристика коэффициента стоячей волны согласованной антенны:  
1 – теоретический результат; 2 – промоделировано в среде CST; 3 – эксперимент  
Fig. 6. SWR frequency response: 1 – synthesis; 2 – CST model; 3 – experiment



Результаты синтеза отражают потенциальные возможности пределов согласования, которые предоставляет гибкая аппроксимирующая функция (4). Возможно, появятся другие гибкие аппроксимации, позволяющие улучшать результаты.

### Заключение

1. Результаты исследования возможностей широкополосного согласования резонансной антенны подтверждают правомерность использования системного метода, основанного на применении обобщенного метода Дарлингтона.

2. Разработанная методика в виде законченной программы в среде Mathcad может использоваться в инженерной практике. Применение гибких аппроксимирующих функций значительно расширяет возможности широкополосного согласования как в сосредоточенном, так и в распределенном элементных базисах.

3. Методика синтеза в распределенном элементном базисе может использоваться для согласования широкого класса вибраторных и щелевых антенн, размеры которых кратны четверти длины волны.

### Список литературы

1. Sharma, S. Impedance Matching Techniques for Microstrip Patch Antenna / S. Sharma, C. C. Tripathi, R. Rishi // *Indian Journal of Science and Technology*. 2017. Vol. 10, No 28. P. 1–16. DOI: 10.17485/ijst/2017/v10i28/97642.
2. Филиппович, Г. А. Широкополосное согласование сопротивлений / Г. А. Филиппович. Минск: Воен. акад. Респ. Беларусь, 2004.
3. An Approach for Calculating the Limiting Bandwidth–Reflection Coefficient Product for Microstrip Patch Antennas / A. Ghorbani [et al.] // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2006. Vol. 54, No 4. P. 1328–1331. DOI: 10.1109/TAP.2006.872641.
4. Филиппович, Г. А. Гибкие аппроксимирующие функции для широкополосного согласования / Г. А. Филиппович, М. А. Янцевич // *Известия вузов России. Радиоэлектроника*. 2022. Т. 25, № 2. С. 6–15. DOI: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-6-15.
5. Янцевич, М. А. Методика синтеза широкополосных согласующих устройств с использованием ограниченно-плоских аппроксимирующих функций / М. А. Янцевич, Г. А. Филиппович // *Известия Гомельского государственного университета имени Ф. Скорины*. 2021. Вып. 129. С. 154–158.
6. Yarman, B. S. Design of Ultra Wideband Power Transfer Network / B. S. Yarman. N.-Y.: John Wiley & Sons, Ltd., 2010.

### References

1. Sharma S., Tripathi C. C., Rishi R. (2017) Impedance Matching Techniques for Microstrip Patch Antenna. *Indian Journal of Science and Technology*. 10 (28), 1–16. DOI: 10.17485/ijst/2017/v10i28/97642.
2. Filippovich G. A. (2004) *Broadband Impedance Matching*. Minsk: Military Academy of the Republic of Belarus Publ. (in Russian).
3. Ghorbani A., Raed A. Abd-Alhameed, Neil J. McEwan, Zhou. D. (2006) An Approach for Calculating the Limiting Bandwidth–Reflection Coefficient Product for Microstrip Patch Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 54 (4), 1328–1331. DOI: 10.1109/TAP.2006.872641.
4. Filippovich G. A., Yantsevich M. A. (2022) Flexible Approximation Functions for Broadband Matching. *Izvestiia Vuzov Rossii. Radioelektronika = Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 25 (2), 6–15. DOI: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-6-15 (in Russian).
5. Yantsevich M. A., Filippovich G. A. (2021) Technique for the Synthesis of Broadband Matching Devices Using Bounded-Flat Approximating Functions. *Izvestiia Gomel'skogo Gosudarstvennogo Universiteta imeni F. Skoriny = Proceedings of Francisk Scorina Gomel State University*. 129, 154–158 (in Russian).
6. Yarman B. S. (2010) *Design of Ultra Wideband Power Transfer Network*. N.-Y., John Wiley & Sons, Ltd. Publ.

### Вклад авторов

Авторы внесли равный вклад в написание статьи.

### Authors' contribution

Authors made an equal contribution to the writing of the article.

**Сведения об авторах**

**Янцевич М. А.**, старший инженер кафедры автоматизации, радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

**Филиппович Г. А.**, к.т.н., доцент, профессор кафедры автоматизации, радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

**Адрес для корреспонденции**

220057, Республика Беларусь,  
г. Минск, просп. Независимости, 220  
Военная академия Республики Беларусь  
Тел. +375 29 850-31-71  
E-mail: yantsevich1052500@mail.ru  
Янцевич Михаил Александрович

**Information about the authors**

**Yantsevich M. A.**, Senior Engineer at the Department of Automation, Radar and Transceivers of the Military Academy of the Republic of Belarus.

**Filipovich G. A.**, Cand. of Sci., Assistant Professor, Professor at the Department of Automation, Radar and Transceivers of the Military Academy of the Republic of Belarus.

**Address for correspondence**

220057, Republic of Belarus,  
Minsk, Independence Ave., 220  
Military Academy of the Republic of Belarus  
Tel. +375 29 850-31-71  
E-mail: yantsevich1052500@mail.ru  
Yantsevich Mikhail Aleksandrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-67-74>

*Оригинальная статья*  
*Original paper*

УДК 621.37

## ЭЛЕМЕНТ СОГЛАСОВАНИЯ ВОЛНОВОДНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ С ДИОДОМ

И. А. ЗАХАРОВ, О. А. КАРМАНОВА, А. В. ГУСИНСКИЙ, М. М. КАСПЕРОВИЧ,  
Д. Г. БУЛАВКО, А. Н. КУЗЮКОВ, Д. А. ЛИСОВ, Ю. В. ШЕВАЛДИНА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
(г. Минск, Республика Беларусь)*

*Поступила в редакцию 30.09.2022*

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022  
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

**Аннотация.** Рассмотрены вопросы согласования волноводной линии передачи с диодами миллиметрового диапазона длин волн. Описана реализация перехода с прямоугольного волновода на микрополосковую линию передачи в виде линии типа фин-лайн. Показаны результаты компьютерного моделирования модуля коэффициента передачи разработанного элемента и коэффициента стоячей волны по напряжению отдельно перехода с прямоугольного волновода на микрополосковую линию передачи и в составе амплитудного детектора. Представлена реализация совместного применения разработанного элемента с микрополосковым детектором на базе диода Шоттки в диапазоне частот от 118,1 до 178,4 ГГц. Приведены результаты измерения его параметров и определения чувствительности. При оценке полученных данных подтверждена возможность применения разработанного элемента согласования волноводной линии передачи с диодом в миллиметровом диапазоне длин волн.

**Ключевые слова:** элемент согласования, волноводная линия передачи с диодом, детектор миллиметрового диапазона длин волн, смеситель, фин-лайн.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Для цитирования.** Элемент согласования волноводной линии передачи с диодом / И. А. Захаров [и др.] // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 8. С. 67–74. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-67-74>.

## ELEMENT FOR MATCHING A WAVEGUIDE TRANSMISSION LINE WITH A DIODE

IVAN A. ZAKHAROV, OLGA A. KARMANOVA, ALEKSANDER V. GUSINSKY,  
MARINA M. KASPEROVICH, DMITRY G. BULAVKO, ANTON N. KUZYUKOV,  
DMITRY A. LISOV, YULIYA V. SHEVALDINA

*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)*

*Submitted 30.09.2022*

**Abstract.** The article deals with the issues of matching a waveguide transmission line with millimeter wave diodes. The implementation of the transition of a rectangular waveguide to a microstrip switching line in the form of a line of the fin-line type is described. The computer simulation results of the transmission coefficient module of the developed element and the standing wave coefficient by voltage separately for the transition from a rectangular waveguide to a microstrip transmission line and as part of an amplitude detector are shown. A joint application of the developed element with a microstrip detector based on a Schottky diode in the frequency range from 118.1 to 178.4 GHz is proposed. The results of measuring its parameters and the results of determining the sensitivity are given, as well as the evaluation of the results obtained is performed. The obtained results proved the possibility of using the matching element of a waveguide transmission line with a diode in the millimeter wavelength range.

**Keywords:** matching element, waveguide transmission line with a diode, millimeter wave detector, mixer, fin-line.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflict of interests.

**For citation.** Zakharov I. A., Karmanova O. A., Gusinsky A. V., Kasperovich M. M., Bulavko D. G., Kuzyukov A. N., Lisov D. A., Shevaldina Y. V. (2022) Element for Matching a Waveguide Transmission Line with a Diode. *Doklady BGUIR*. 20 (8), 67–74. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-67-74> (in Russian).

### Введение

Одним из важнейших вопросов при разработке волноводных устройств миллиметрового диапазона длин волн, таких как детекторы, смесители, умножители и т. п., является согласование волноводной линии передачи с диодами. При этом в данном диапазоне частот исследований довольно мало. Основные требования, которые учитываются при разработке элемента согласования волноводной линии передачи с диодом, – обеспечение концентрации сигнала на диоде, широкий частотный диапазон, минимизация массогабаритных параметров, минимизация потерь сигнала в переходе с прямоугольного волновода на микрополосковую линию передачи при обеспечении малого коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН).

Для решения поставленных задач провели анализ существующих решений и выбрали реализацию с применением линии типа фин-лайн. В статье описаны результаты проведенного моделирования с последующей их реализацией в конструкции амплитудного детектора в диапазоне частот от 118,1 до 178,4 ГГц. В качестве критерия оценки качества реализации разработки выбрали чувствительность детектора и поставили задачу обеспечить чувствительность не менее 500 В/Вт при уровне входной мощности 20 мкВт. Представлены результаты испытаний после практической реализации.

### Элемент согласования волноводной линии передачи с микрополосковой линией

Элемент согласования (переход с прямоугольного волновода на микрополосковую линию передачи в виде линии типа фин-лайн) представляет собой микрополосковую линию, размещенную в  $E$ -плоскости волновода, конструкция которой представлена на рис. 1 [1].

Как правило, пластины представляют собой металлические пленки на тонкой диэлектрической подложке, смонтированной в  $E$ -плоскости прямоугольного волновода. Для основной моды ток протекает в осевом (продольном) направлении, так что хороший электрический контакт между пластинами и волноводом не существует. По существу, фин-лайн является экранированной целевой линией и может быть согласована с прямоугольным волноводом посредством переходной

секции, используя один или несколько четвертьволновых трансформаторов импеданса. Фин-лайн годится для применения в СВЧ-цепях, которые содержат двухполюсные устройства, такие как диоды. Транзисторы не могут быть подключены к фин-лайн, поскольку являются трехполюсными устройствами [2].

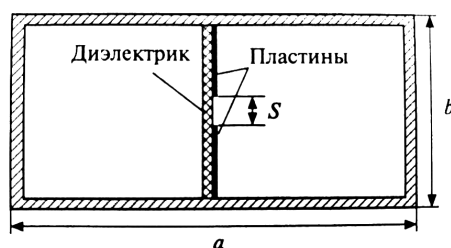


Рис. 1. Волноводная линия типа фин-лайн  
Fig. 1. Fin-line waveguide line

### Конструктивный элемент согласования микрополосковой линии передачи с диодами

Микрополосковая линия – один из наиболее распространенных типов планарных линий передачи, используемых в микроволновых и миллиметровых схемах, в первую очередь из-за возможности ее изготовления методами фотолитографии легкого интегрирования с другими пассивными и активными СВЧ-компонентами. На ее основе реализуется большой ряд пассивных устройств, таких как фильтры, резонаторы, диплексеры, распределительные схемы и согласующие компоненты [3].

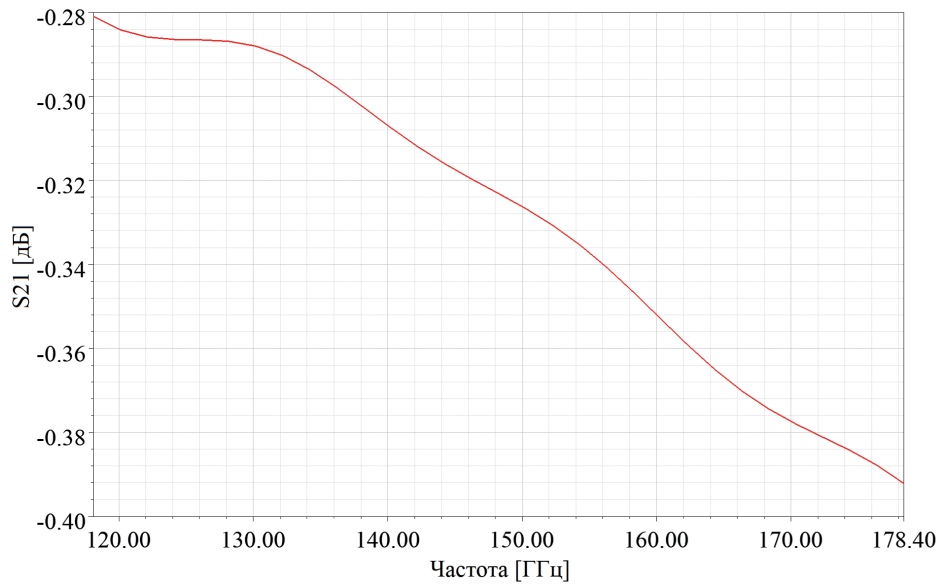
Элемент согласования в своем составе имеет проводник шириной  $\omega$ , нанесенный на тонкую, заземленную диэлектрическую подложку толщиной  $d$  и относительной проницаемостью  $\epsilon_r$ . Если бы не было диэлектрика ( $\epsilon_r = 1$ ), была бы линия передачи, представляющая собой двухпроводную линию, содержащую два плоских проводника шириной  $\omega$ , разделенных расстоянием  $2d$  (земляная пластина – основание, может быть устранено из рассмотрения в соответствии с теорией отображения) [4].

Наличие диэлектрика и факт, что диэлектрик не заменяет воздух в области выше полоски  $y > d$ , усложняют свойства и анализ микрополосковой линии. В отличие от полосковой линии, где все поля содержатся внутри однородной области диэлектрика, микрополосковая линия имеет в области диэлектрика часть (обычно большую) линий поля, сконцентрированных между полосковым проводником в основной (земляной) пластине (основании), и некоторую часть в воздушной области над подложкой.

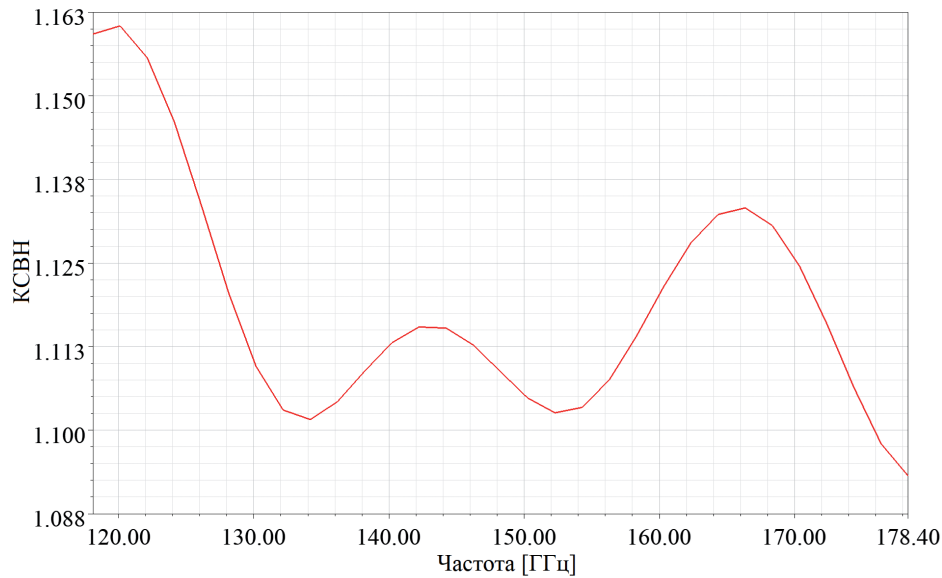
### Результаты моделирования

С целью определения необходимых параметров разработанного устройства до его практической реализации провели моделирование. Для этого составили модель перехода в виде линии фин-лайн, а также модель микрополосковой линии передачи детектора совместно с разработанным переходом. В качестве диэлектрика выбрали углеводородную керамическую подложку RO4350B, обладающую свойствами, необходимыми разработчикам радиочастотных микроволновых цепей и согласующих сетей, а также линий передачи с регулируемым импедансом. Низкие диэлектрические потери позволяют использовать материалы серии RO4000 во многих случаях, где более высокие рабочие частоты ограничивают применение обычных подложек для печатных плат. Температурный коэффициент диэлектрической проницаемости является одним из самых низких среди всех материалов печатных плат, а диэлектрическая проницаемость стабильна в широком диапазоне частот [5]. Это делает керамическую подложку RO4350B идеальной для применения в миллиметровом диапазоне длин волн. На рис. 2 представлена зависимость полученного по результатам моделирования коэффициента передачи разработанного перехода от частоты.

При моделировании получено, что выбранная структура вносит незначительное затухание сигнала, дальнейшее снижение ослабления за счет уменьшения размеров структуры приводит к повышению значения КСВН, что противоречит поставленной задаче. На рис. 3 представлен график КВСН разработанного перехода, полученного по результатам моделирования.

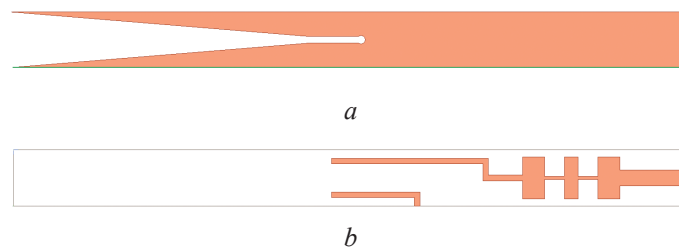


**Рис. 2.** Зависимость коэффициента передачи от частоты разработанного перехода  
**Fig. 2.** The dependence of the transfer coefficient on the frequency of the developed transition



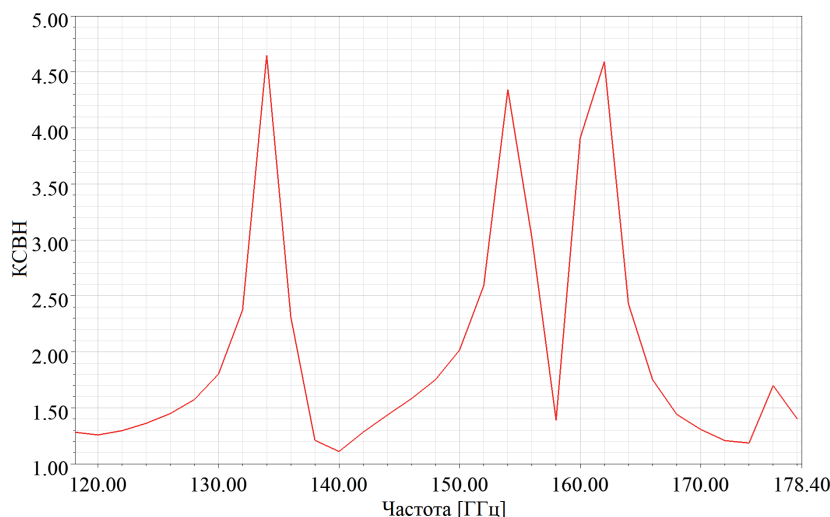
**Рис. 3.** Коэффициент стоячей волны по напряжению разработанного перехода  
**Fig. 3.** Voltage standing wave ratio of the developed transition

На следующем этапе проводили моделирование перехода с прямоугольного волновода на микрополосковую линию передачи совместно с амплитудным детектором на базе диода Шоттки. Структура детектора совместно с переходом показана на рис. 4.



**Рис. 4.** Плата детектора: *a* – вид сверху; *b* – вид снизу  
**Fig. 4.** Detector PCB: *a* – top view; *b* – bottom view

На рис. 5 изображен график КСВН, полученный по результатам моделирования перехода совместно с детектором. Необходимо отметить, что на значение КСВН огромное влияние оказывают особенности применяемого диода.

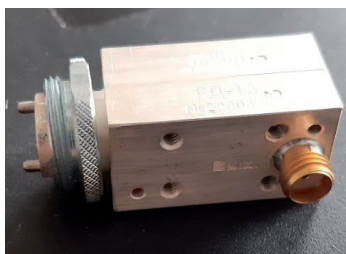


**Рис. 5.** Коэффициент стоячей волны по напряжению, полученный по результатам моделирования перехода совместно с детектором  
**Fig. 5.** Voltage standing wave ratio of the transition together with the detector

Полученные результаты моделирования позволили перейти к практической реализации устройства и определению его характеристик на практике.

### Практическая реализация

Критерием успешной практической реализации является законченное изделие, которое подтверждает результаты моделирования. Внешний вид полученного детектора показан на рис. 6.



**Рис. 6.** Внешний вид детектора  
**Fig. 6.** Received detector

Технические характеристики изготовленного детектора приведены в табл. 1, а характеристики показателей при измерении его чувствительности – в табл. 2.

**Таблица 1.** Технические характеристики изготовленного детектора  
**Table 1.** Specifications of the manufactured detector

Наименование параметра / Parameter name	Техническая характеристика / Technical specification
Диапазон рабочих частот, ГГц	118,1–178,4
Сечение волновода, мм	1,6×0,8
Порт входа	Прямоугольный фланец согласно ГОСТ 13317–89
Порт выхода	Коаксиальный тип IX, вариант 1
Допустимая входная мощность, мВт	10
Чувствительность на уровне 20 мкВт, В/Вт	Не менее 500

**Таблица 2.** Характеристики показателей при измерении чувствительности детектора  
**Table 2.** Detector sensitivity

Частота, ГГц / Frequency, GHz	Мощность, мВт / Power level, mW	Напряжение, мВ / Voltage, mV	Чувствительность по напряжению $\beta$ , В/Вт / Voltage sensitivity $\beta$ , V/W	Неопределенность измерений $\beta$ , % / Uncertainty of measurements $\beta$ , %
129	1,00	367,0	367	10
	0,10	86,3	863	17
	0,02	32,2	1610	26
135	1,00	346,2	346	10
	0,10	80,2	802	17
	0,02	30,2	1510	27
140	1,00	363,0	363	10
	0,10	82,0	820	17
	0,02	30,5	1525	27

В процессе экспериментальных исследований определена чувствительность разработанного детектора, проведены обработка результатов и оценка полученной неопределенности измерений. Для оценки параметров детектора использовали оборудование: генератор Г4-161, ваттметр МЗ-75, цифровой мультиметр VM867S, блок питания Mastech NY3005B, измеритель комплексных коэффициентов отражения и передачи P4-MBM-178.

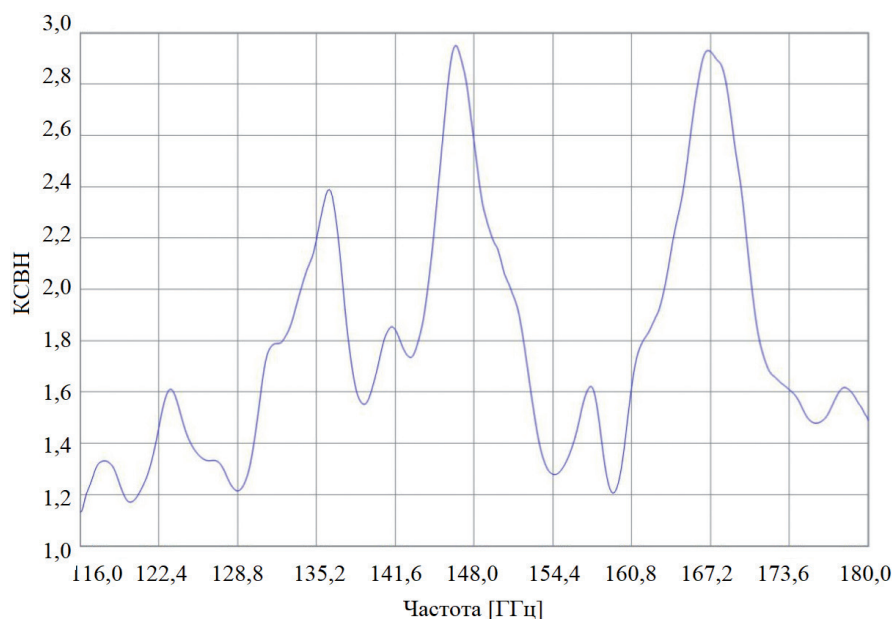
Для определения чувствительности детектора  $\beta$ , В/Вт, составили модель измерения без учета рассогласования, описываемую формулой

$$\beta = \frac{U}{P_{\text{вх}}} + \delta_U + \delta_{\text{ген}} + \delta_P, \quad (1)$$

где  $U$  – измеренное значение разностного напряжения, В;  $P_{\text{вх}}$  – измеренное значение входной мощности, Вт;  $\delta_U$  – неопределенность измерений напряжения, В/Вт;  $\delta_{\text{ген}}$  – неопределенность измерений мощности, подаваемой на детектор, В/Вт;  $\delta_P$  – неопределенность измерений ваттметра, В/Вт.

Полученная характеристика КСВН представлена на рис. 7.

Несовпадение экстремумов на графиках, полученных по результатам моделирования и измерений, обусловлено индивидуальными характеристиками применяемого диода.



**Рис. 7.** Коэффициент стоячей волны по напряжению изготовленного детектора  
**Fig. 7.** Voltage standing wave ratio of the fabricated detector



## Заключение

1. Представлен полученный в результате моделирования элемент согласования в диапазоне частот от 118,1 до 178,4 ГГц, позволяющий выполнить переход с прямоугольного волновода на микрополосковую линию передачи. Элемент имеет малые собственные потери и коэффициент стоячей волны по напряжению, что позволяет применить полученную структуру на практике.

2. Выполнены исследования совместного применения разработанного элемента с микрополосковым детектором на базе диода Шоттки в диапазоне частот от 118,1 до 178,4 ГГц. Коэффициент стоячей волны по напряжению разработанного устройства не превышает 3, а чувствительность его при 20 мкВт – не менее 500 В/Вт.

## Список литературы

1. Шаров, Г. А. Основы теории сверхвысокочастотных линий передачи, цепей и устройств / Г. А. Шаров. М.: Горячая линия – Телеком, 2016. 472 с.
2. Вайнштейн, Л. А. Электромагнитные волны / Л. А. Вайнштейн. М.: Советское радио, 1957.
3. Jeruchim, M. Simulation of Communication Systems: Modeling, Methodology and Techniques / M. Jeruchim, P. Balaban. US: Springer, 2005. P. 654–670.
4. Rade, L. Beta, Mathematics Handbook for Science and Engineering / L. Rade, B. Westergren. Sweden: Artech House, 2011. P. 145–151.
5. Rogers Corporation [Electronic Resource]. Mode of access: <https://rogerscorp.com/>.

## References

1. Sharov G. A. (2016) *Fundamentals of the Theory of Microwave Transmission Lines, Circuits and Devices*. Moscow, Hotline – Telecom. 472 (in Russian).
2. Weinstein L. A. (1957) *Electromagnetic Waves*. Moscow, Soviet Radio Publ. (in Russian).
3. Jeruchim M., Balaban P. (2005) *Simulation of Communication Systems: Modeling, Methodology and Techniques*. US, Springer. 654–670.
4. Rade L., Westergren B. (2011) *Beta, Mathematics Handbook for Science and Engineering*. Sweden, Artech House Publ. 145–151.
5. Rogers Corporation [Electronic Resource]. Available: <https://rogerscorp.com/>.

## Вклад авторов / Authors' contribution

Все авторы внесли равный вклад в написание статьи / All authors contributed equally to the writing of the article.

### Сведения об авторах

**Захаров И. А.**, аспирант кафедры защиты информации, младший научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

**Карманова О. А.**, аспирант кафедры микро- и нанoeлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, инженер-программист цеха радиационной безопасности ГП «Белорусская АЭС».

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

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

### Information about the authors

**Zakharov I. A.**, Postgraduate at the Information Security Department, Junior Researcher at the Center 1.9 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

**Karmanova O. A.**, Postgraduate at the Department of Micro- and Nanoelectronics of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Software Engineer of the Repair Group of the Radiation Safety Department of SE “Belarusian NPP”.

**Gusinsky A. V.**, Cand. of Sci., Director of the Center 1.9 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

**Kasperovich M. M.**, Researcher at the Center 1.9 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

**Булавко Д. Г.**, аспирант кафедры защиты информации, младший научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

**Кузюков А. Н.**, аспирант кафедры защиты информации, младший научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

**Лисов Д. А.**, аспирант кафедры защиты информации, младший научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

**Шевалдина Ю. В.**, аспирант кафедры защиты информации, консультант управления метрологии Государственного комитета по стандартизации Республики Беларусь.

**Адрес для корреспонденции**

220013, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. П. Бровки, 6  
Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники  
Тел. +375 29 262-09-88  
E-mail: iv.andr.zakharov@gmail.com  
Захаров Иван Андреевич

**Bulavko D. G.**, Postgraduate at the Information Security Department, Junior Researcher at the Center 1.9 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

**Kuzyukov A. N.**, Postgraduate at the Information Security Department, Junior Researcher at the Center 1.9 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

**Lisov D. A.**, Postgraduate at the Information Security Department, Junior Researcher at the Center 1.9 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

**Shevaldina Y. V.**, Postgraduate at the Information Security Department, Consultant at the Metrology Department of the State Committee for Standardization of the Republic of Belarus.

**Address for correspondence**

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka St., 6  
Belarusian State University  
of Informatics and Radioelectronics  
Tel. +375 29 262-09-88  
E-mail: iv.andr.zakharov@gmail.com  
Zakharov Ivan Andreevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-75-83>

Оригинальная статья  
Original paper

УДК 621.382.2

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПРОТОКОЛОВ IPv6 и IPv4 ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННОГО КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ

В. В. БАЧИЛО<sup>1</sup>, В. И. ДРАВИЦА<sup>2</sup>, Н. И. ЛИСТОПАД<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
(г. Минск, Республика Беларусь)

<sup>2</sup>Государственное предприятие «Центр систем идентификации» (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 01.09.2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022  
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

**Аннотация.** Выполнен сравнительный анализ протоколов передачи данных IPv4 и IPv6 для обеспечения заданного качества обслуживания (QoS). В качестве параметров QoS проанализированы полоса пропускания и с ней связанная скорость передачи, величина задержки и джиттер – вариации задержки. В виде таблицы представлены основные недостатки и преимущества обоих протоколов. Разработан и реализован макет реального взаимодействия сетей, функционирующих на базе протоколов IPv4 и IPv6. Проведены измерения пропускной способности, величины задержки и джиттера для сети на базе протокола IPv4 и сети на базе протокола IPv6 для различных размеров пакетов (MTU) для UDP- и TCP-трафика. Сделаны выводы о возможности и перспективности использования протокола IPv6 для обеспечения заданного качества обслуживания.

**Ключевые слова:** протоколы IPv4 и IPv6, качество обслуживания, пропускная способность, величина задержки, джиттер, UDP- и TCP-трафик.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Для цитирования.** Бачило, В. В. Сравнительный анализ возможностей протоколов IPv6 и IPv4 для обеспечения заданного качества обслуживания / В. В. Бачило, В. И. Дравица, Н. И. Листопад // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 8. С. 75–83. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-75-83>.

## COMPARATIVE ANALYSIS OF THE CAPABILITIES OF IPv6 AND IPv4 PROTOCOLS TO PROVIDE THE DESIGNATED QUALITY OF SERVICE

VALERY V. BACHILO<sup>1</sup>, VICTOR I. DRAVITSA<sup>2</sup>, NIKOLAI I. LISTOPAD<sup>1</sup>

<sup>1</sup>*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. (Minsk, Republic of Belarus)*

<sup>2</sup>*State Enterprise “Center for Identification Systems” (Minsk, Republic of Belarus)*

*Submitted 01.09.2022*

**Abstract.** The paper presents a comparative analysis of the IPv4 and IPv6 data transfer protocols to ensure a given quality of service (QoS). As parameters of QoS, the bandwidth and the associated transmission rate, as well as the amount of delay and jitter – delay variations are analyzed. The main disadvantages and advantages of both protocols are presented in the form of a table. A model of real interaction between networks operating on the basis of IPv4 and IPv6 protocols has been developed and implemented. The throughput, delay and jitter were measured for an IPv4-based network and an IPv6-based network for various packet sizes (MTU) for UDP and TCP traffic. Conclusions are drawn concerning the possibility and prospects for using the IPv6 protocol to provide a given quality of service.

**Keywords:** IPv4 and IPv6 protocols, quality of service, throughput, delay, jitter, UDP and TCP traffic.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflicts of interests.

**For citation.** Bachilo V. V., Dravitsa V. I., Listopad N. I. (2022) Comparative Analysis of the Capabilities of IPv6 and IPv4 Protocols to Provide the Designated Quality of Service. *Doklady BGUIR*. 20 (8), 75–83. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-75-83> (in Russian).

### Введение

В последнее время сетевой протокол IPv6 становится все более востребованным. Это вызвано, прежде всего, нехваткой глобального адресного IPv4-пространства для эффективного функционирования сетевых устройств. Новейшие методы кодирования, растущие объемы передаваемой информации, современные каналы связи и высокопроизводительное оборудование – все это приводит к тому, что самый распространенный в наше время сетевой протокол IPv4 становится узким местом в глобальных сетях и является серьезным препятствием для дальнейшего развития сетей передачи данных.

Разработанный в 1981 году Internet Protocol version 4 (IPv4), позволяющий уникально идентифицировать 4 млрд устройств, что казалось невероятным числом на то время, в настоящий момент уже не может обеспечить запросы всех нуждающихся в идентификации. Провайдеры доступа в глобальную сеть были вынуждены идти на различные ухищрения с целью обеспечения интернетом каждого. Так был создан NAT (Network Address Translation) – протокол, позволяющий преобразовывать один IP-адрес во множество. В этот момент нарушались основные парадигмы IP-протокола: каждый IP-адрес уникальным образом идентифицирует только одно устройство в мире; NAT нарушает «сквозной» принцип, согласно которому, каждый хост в любой момент времени должен уметь отправлять пакет любому другому хосту. NAT превращает интернет из сети без установления соединения в нечто подобное сети, ориентированной на соединение [1].

Другой проблемой является то, что заголовок IPv4 переменной длины. Это было применимо, когда маршрутизация осуществлялась исключительно программным обеспечением. Однако в настоящее время маршрутизаторы разрабатываются в своем большинстве с аппаратной поддержкой множества возможностей, и использование заголовков переменной длины значительно нагружает их. Это является основным замедляющим фактором в маршрутизаторах промышленного назначения, через которые идет весь трафик.

Протокол же IPv6 имеет фиксированный заголовок, в нем не рассчитывается контрольная сумма. Все это сводит к минимуму количество операций, производимых над пакетом. Весомым аргументом в пользу нового протокола является простота его конфигурирования. Несмотря

на увеличившийся и усложнившийся формат IP-адреса для конечного пользователя, в новом протоколе были добавлены механизмы так называемого автоконфигурирования, что значительно упрощает настройку сети, и в первую очередь провайдером.

В статье приведен сравнительный анализ функционирования двух вышеназванных протоколов для обеспечения заданного качества обслуживания QoS. Параметрами для анализа качества обслуживания выбраны пропускная способность каналов связи, величина задержки и джиттер.

#### Сравнительный анализ протоколов IPv6 и IPv4

Одним из основных требований при разработке протокола IPv6 была его совместимость снизу-вверх с предыдущими версиями, в частности с IPv4. В этой связи внедрение протокола IPv6 и ряд его новых функций не влияют на работу существующих приложений, работающих поверх сетевого уровня стека протоколов TCP/IP, и могут применяться наряду с функциями протокола IPv4. Рассмотрим основные преимущества и недостатки обоих протоколов [2, 3] (табл. 1).

**Таблица 1.** Различия протоколов IPv4 и IPv6  
**Table 1.** Differences between IPv4 and IPv6 protocols

Показатель / Index	IPv4	IPv6
Адрес	32 бита (4 байта). Адрес состоит из адреса сети и адреса хоста, определение которых происходит хостами с помощью маски. Общее число 4 297 967 296 адресов	128 бит (16 байт). Первые 64 бита задают номер сети, а остальные – номер хоста. Часто адрес хоста составляется с использованием MAC-адреса. Общее число адресов $3,4 \cdot 10^{38}$
Протокол определения адресов	Применяется ARP для определения адресов канального уровня	Механизм определения адресов канального уровня встроен в протокол обнаружения соседей Neighbour Discovery, который является частью протокола ICMPv6
Типы адресов	Unicast, Broadcast, Multicast	Unicast, Multicast, Anycast
Настройка	Перед тем как система сможет общаться с другими системами, в ней необходимо прописать адрес и маршруты	Настройку требуется выполнять только для применения некоторых функций. Интерфейсы IPv6 настраивают сами себя путем автоматической настройки IPv6 без сохранения состояния
Фрагментация	Если пакет слишком велик, отправитель или промежуточные маршрутизаторы могут разбить его на несколько пакетов	Фрагментацию может осуществить только отправитель
ICMP	Применяется для обмена информацией о сети	Применяется для обмена информацией о сети, а также добавлены функции поиска соседей, определения маршрутизатора и других связанных функций
Заголовок	Составляет от 20 до 60 байт в зависимости от наличия дополнительных параметров	Составляет ровно 40 байт, структура проще, чем в IPv4
NAT	Одна из основных функций файрволла, встроенная в стек протоколов TCP/IP	Как таковой поддержки нет и необходимость в ней отсутствует в связи со значительным расширением адресного пространства. Существует NAT 64 для преобразования адресов IPv6 в IPv4
Размер пакета	Максимальный размер пакета 65535 байт	Максимальный размер пакета может превышать 65535 байт до 4 ГБ при использовании модифицированных протоколов транспортного уровня
Выбор маршрута	Один или несколько IP-адресов, связанных с парой значений, которая включает в себя имя логического интерфейса и IP-адрес следующего транзитного узла	Аналогично IPv4. Есть одно существенное отличие: маршруты IPv6 связаны с физическим, а не с логическим интерфейсом

Как видно из табл. 1, протокол IPv6 лишен некоторых недостатков протокола IPv4: упростились заголовки и настройка сети, увеличилось адресное пространство. Однако в литературе практически отсутствует информация относительно практических результатов сравнительного функционирования протоколов по обеспечению параметров заданного качества обслуживания.

### Результаты экспериментальных исследований

Был разработан и собран макет сети, состоящий из двух независимых подсетей: одна функционирует на базе протокола IPv4, вторая – на базе протокола версии 6 – IPv6. Макет сети представлен на рис. 1.

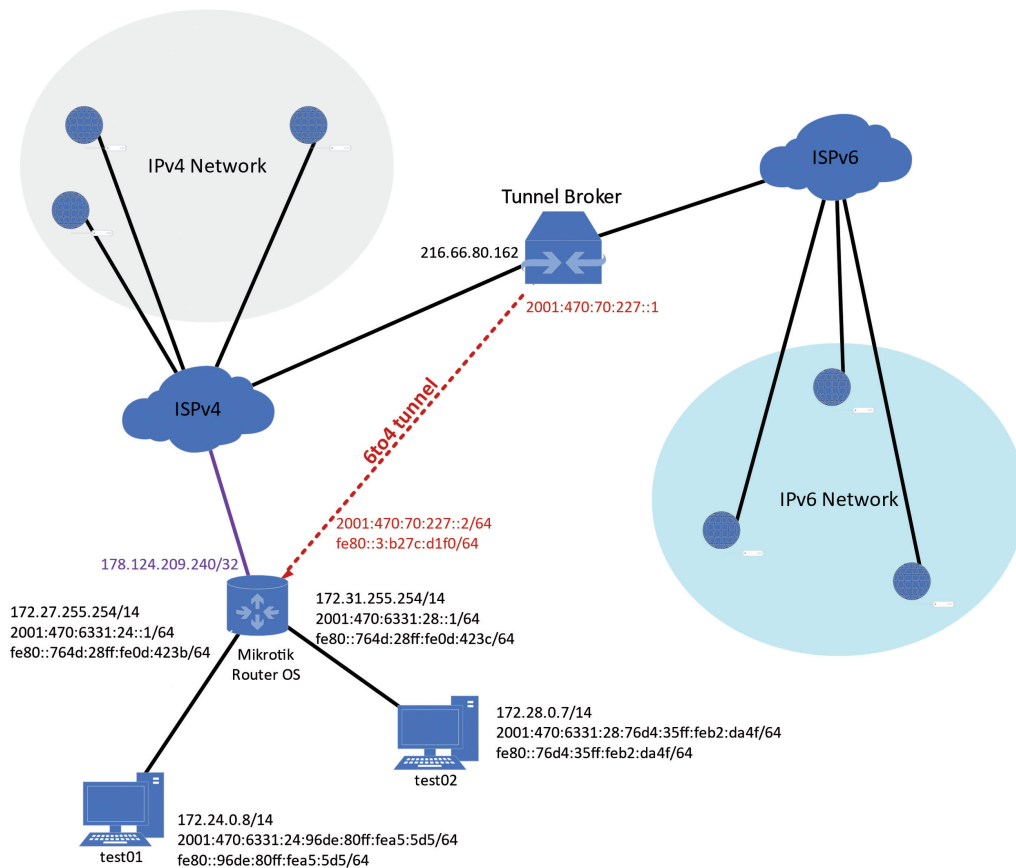


Рис. 1. Макет сети для проведения экспериментальных исследований

Fig. 1. Network layout for experimental studies

В качестве узлов отправителя и получателя были подготовлены две идентичные рабочие станции с сетевыми картами Qualcomm Atheros AR8151 Gigabit Ethernet Controller без каких-либо специальных настроек L2- и L3-уровней. В качестве операционной системы на компьютерах выступала Ubuntu Linux Server 18.04.4 LTS.

Так как к моменту проведения исследований ISP Республики Беларусь не предоставляли адресное пространство IPv6 для физических лиц, было решено воспользоваться услугами туннельного брокера Hurricane Electric. Поскольку для организации 6to4 соединения до сервера туннельного брокера необходим внешний белый IP-адрес IPv4, другой особенностью проведения экспериментальных исследований явилось то, что от провайдера VyFly был получен адрес 178.124.209.240.

В роли маршрутизатора выступал Mikrotik hAP AC2 с пятью Gigabit Ethernet портами и установленной на нем сетевой операционной системой Mikrotik RouterOS 6.46.6. Рабочие станции подключались напрямую к маршрутизатору UTP-кабелем категории Cat.5E. Во время эксперимента доступ к сети интернет был ограничен. Кроме двух участвующих в эксперименте рабочих станций к маршрутизатору другие станции не подключались.

Порты маршрутизаторов настраивались в разные логические мосты (программная реализация управляемых свитчей) так, что станция test01 была в Bridge24 и VLAN24, а другая рабочая станция находилась в Bridge28 и VLAN28. Под эксперимент было выделено две логические IPv4-подсети: 172.24.0.0/14 и 172.28.0.0/14. IPv4-адреса назначались автоматически DHCP сервером. Служебный трафик сводился к минимуму путем отключения вспомогательных служб маршрутизатора.

Измерения проводили для TCP- и UDP-трафика, при этом часть замеров выполняли при стандартном MTU (Maximum Transmission Unit; максимальная единица передачи означает максимальный размер пакета, который может быть передан по сети без фрагментации), равном 1500. Другую часть измерений осуществляли при MTU = 9000. Для генерации трафика и проведения измерений использовали программный комплекс D-ITG – свободное программное обеспечение с открытым исходным кодом, работающее под операционными системами Windows и семейства Linux.

Все представленные измерения проводили для пакетов разного размера (от 64 байт до 1048576 байт). Это позволило эмулировать скорость работы с различными службами.

На первом этапе выполняли измерения полосы пропускания для двух протоколов. Каждый замер производили в течение пяти минут и повторяли три раза. В итоге выбирали среднее значение. Результаты исследования представлены на рис. 2, 3.

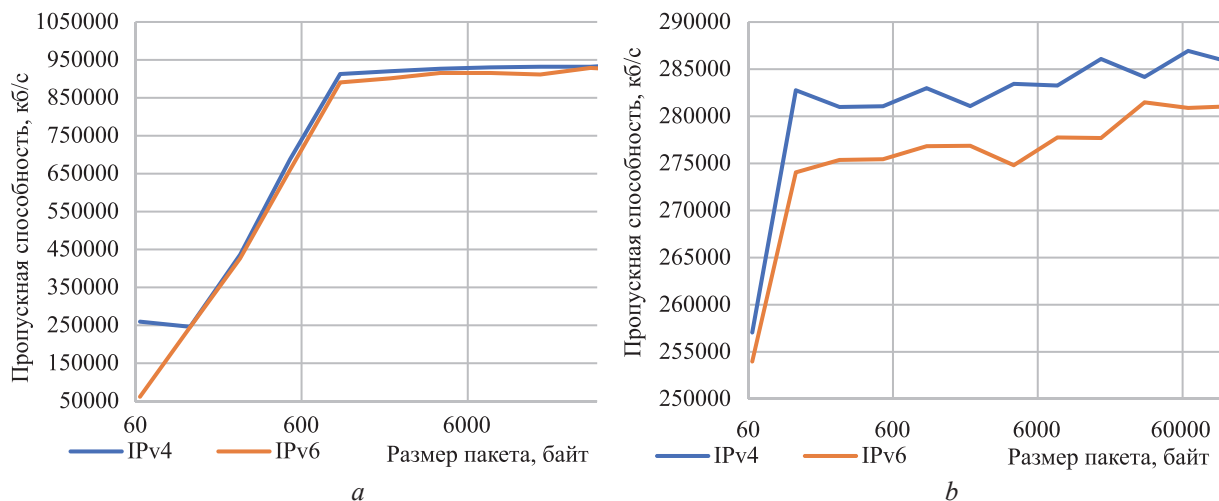


Рис. 2. Зависимость пропускной способности UDP- (a) и TCP-трафика (b) от размера пакета при MTU = 1500

Fig. 2. Dependence of UDP- (a) and TCP-traffic (b) bandwidth on packet size at MTU = 1500

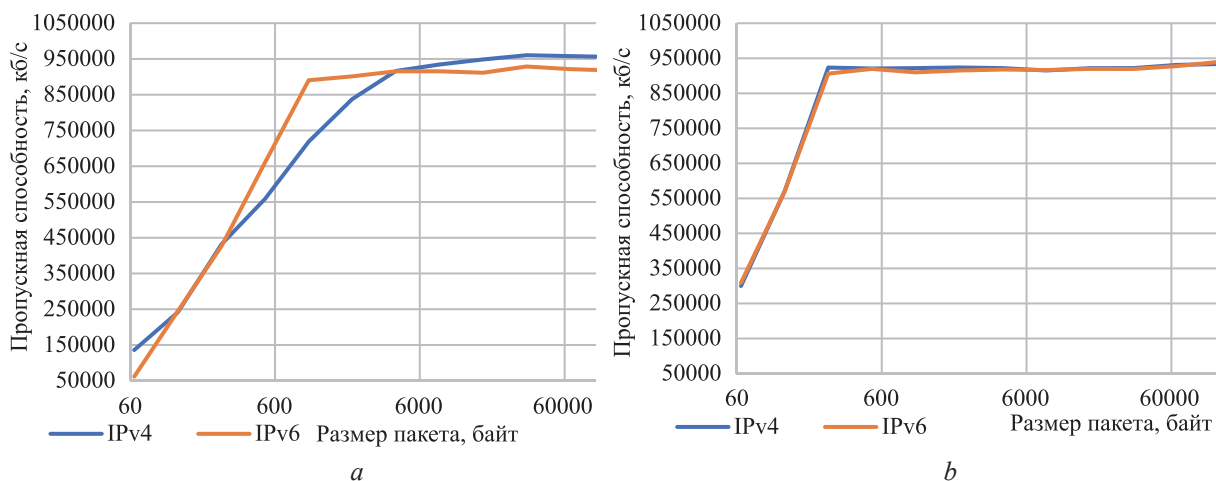


Рис. 3. Зависимость пропускной способности UDP- (a) и TCP-трафика (b) от размера пакета при MTU = 9000

Fig. 3. Dependence of UDP- (a) and TCP-traffic (b) bandwidth on packet size at MTU = 9000

Анализируя полученные измерения, можно видеть незначительное падение пропускной способности канала при использовании IPv6 TCP-трафика (от 0,5 % при MTU = 9000 до 1,7 % при MTU = 1500) и чуть большее падение при использовании IPv6 UDP-трафика (3 % при MTU = 1500 и MTU = 9000). Следует отметить, что при небольших размерах пакетов разница увеличивается и уменьшается по мере роста размера пакета.

Вторым этапом измерений стало определение задержек обработки пакетов (delay). Условия оставались теми же, но теперь перед началом теста часы рабочих станций синхронизировались, а записанные результаты переданного трафика сравнивались. Результаты исследований представлены на рис. 4–7.

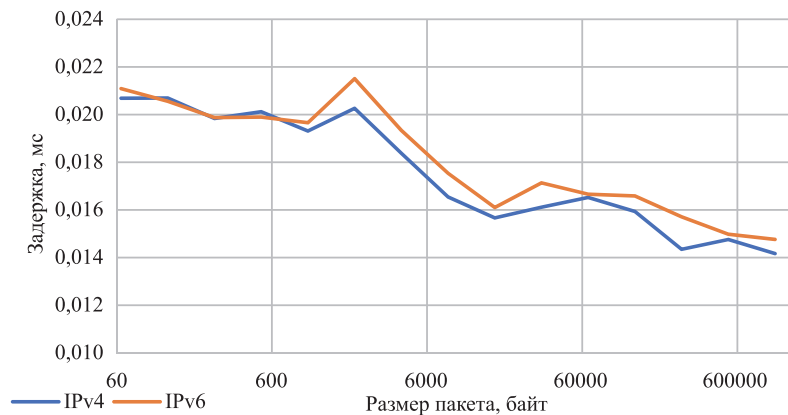


Рис. 4. Зависимость задержки обработки UDP-трафика от размера пакета при MTU = 1500  
Fig. 4. Dependence of UDP traffic processing delay on packet size at MTU = 1500

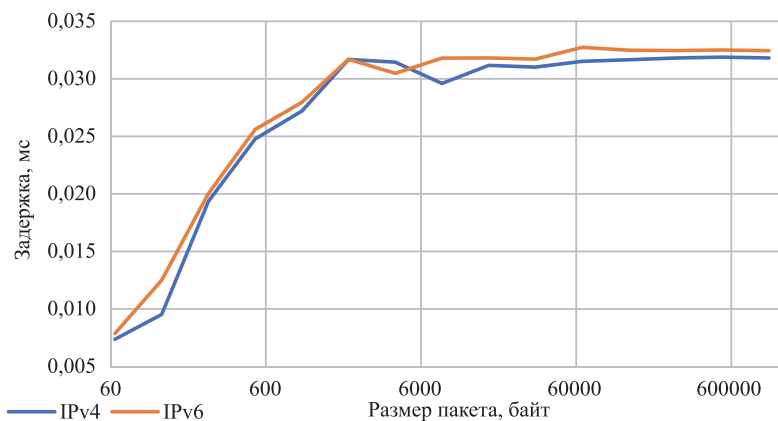


Рис. 5. Зависимость задержки обработки TCP-трафика от размера пакета при MTU = 1500  
Fig. 5. Dependence of TCP traffic processing delay on packet size at MTU = 1500

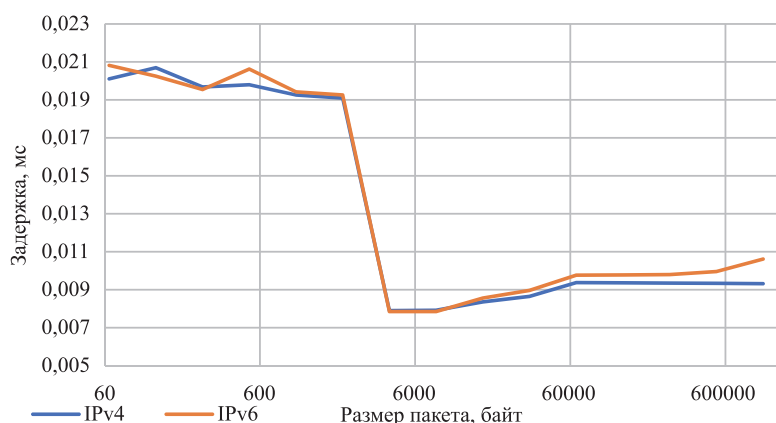
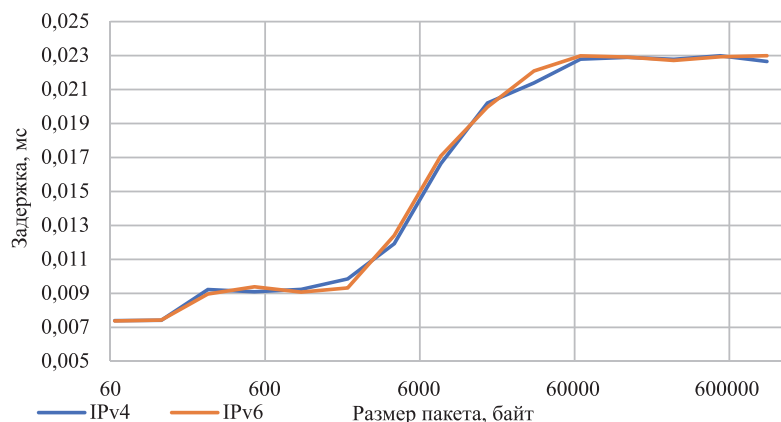


Рис. 6. Зависимость задержки обработки UDP-трафика от размера пакета при MTU = 9000  
Fig. 6. Dependence of UDP traffic processing delay on packet size at MTU = 9000

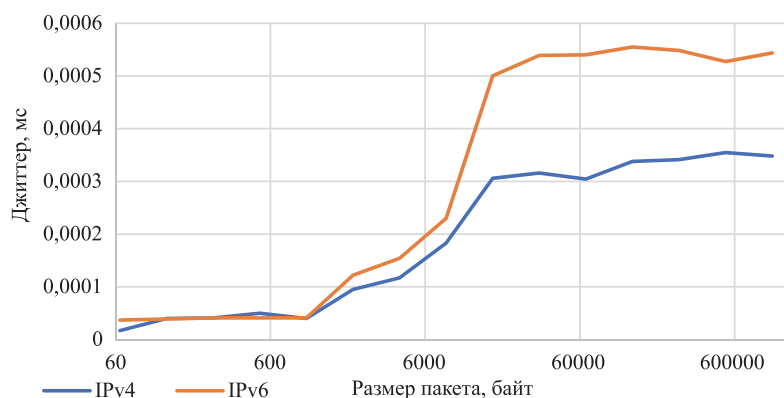




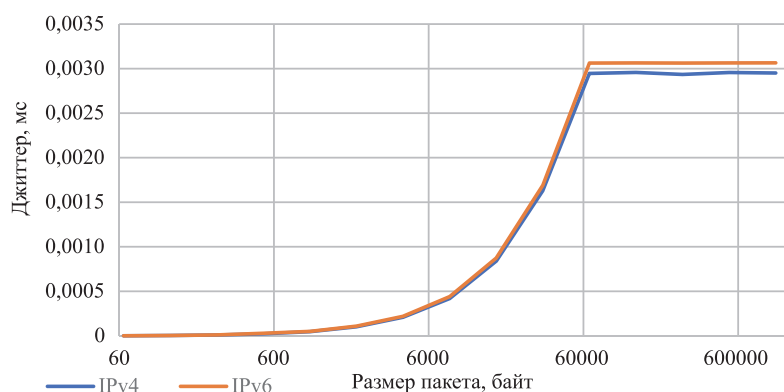
**Рис. 7.** Зависимость задержки обработки TCP-трафика от размера пакета при MTU = 9000  
**Fig. 7.** Dependence of TCP traffic processing delay on packet size at MTU = 9000

Как видно из рисунков, задержки при использовании протоколов IPv4 и IPv6 практически одинаковые. Однако ожидалось снижение задержек IPv6-трафика. Учитывая, что они остались примерно на уровне IPv4, можно прогнозировать, что с ростом популярности протокола программное обеспечение будет оптимизировано. При UDP-потоке задержки меньше, чем при TCP. У UDP-потока с ростом пакета падают задержки, однако при этом возрастают потери пакетов.

Третьим шагом стало измерение джиттера. Как известно, на джиттер влияют такие факторы, как загруженность канала связи и задержка во времени на восстановление пакетов (рис. 8, 9).



**Рис. 8.** Зависимость величины джиттера UDP-трафика от размера пакета при MTU = 1500  
**Fig. 8.** Dependence of UDP traffic jitter value on packet size at MTU = 1500



**Рис. 9.** Зависимость величины джиттера TCP-трафика от размера пакета при MTU = 1500  
**Fig. 9.** Dependence of TCP traffic jitter value on packet size at MTU = 1500

Зависимости величины джиттера UDP- и TCP-трафика от размера пакета при MTU = 9000 для протоколов IPv4 к IPv6 идентичны, кривые в точности совпадают, повторяя по форме зависимости рис. 11. Таким образом, значения джиттера для трафиков протоколов IPv4 и IPv6 существенно не отличаются. Большие значения IPv6 UDP-трафика в IPv4 могут означать большие потери пакетов. Из представленных зависимостей также следует, что с увеличением MTU величина джиттера уменьшается. Отсюда напрашивается вывод, что если задействовать расширенные заголовки пакетов IPv6 (использование тегов для одного потока), значения джиттера должны снизиться, поскольку должна увеличиться скорость обработки пакетов маршрутизатором.

### Заключение

1. Сравнительный анализ протоколов IPv4 и IPv6 для обеспечения заданного качества обслуживания показал, что требования по таким параметрам, как пропускная способность каналов связи и задержки у протокола IPv6, несколько хуже. При исследовании задержки канала связи было замечено незначительное их возрастание при переходе от IPv4 к IPv6. Это может быть объяснено неиспользованием таких функций IPv6, как метки трафика, которые значительно ускоряют обработку трафика на маршрутизаторах.

2. Величина задержки при переходе от IPv4 к IPv6 также незначительно возрастает. Исследование джиттера показало незначительное его увеличение при переходе от IPv4 к IPv6.

3. Учитывая очень близкие скорости функционирования протоколов, а также новизну протокола и преимущества, которыми он обладает в плане простоты работы и масштабируемости, из проведенных исследований следует, что новая версия протокола является перспективной с точки зрения обеспечения заданного качества обслуживания.

4. Протокол IPv6 может быть эффективно использован с увеличением объема трафика, а также в связи с ростом числа интеллектуальных систем, которым необходимо общаться друг с другом напрямую, например, в сетях интернета вещей.

### Список литературы

1. Олифер, В. Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы / В. Г. Олифер, Н. А. Олифер; 5-е изд. СПб.: Питер, 2016. 992 с.
2. Hagen, S. IPv6 Essentials: Integrating IPv6 into Your IPv4 Network / S. Hagen. New York: O'Reilly, 2014. 414 p.
3. RFC 1038: Draft Revised IP Security Option [Electronic Resource]. Mode of access: <https://tools.ietf.org/html/rfc1038>.

### References

1. Olifer V. G., Olifer N. A. (2016) *Computer Networks. Principles, Technologies, Protocols. 5<sup>th</sup> ed.* St. Petersburg, Peter Publ. 992.
2. Hagen S. (2014) *IPv6 Essentials: Integrating IPv6 into Your IPv4 Network*. New York, O'Reilly Publ. 414.
3. *RFC 1038: Draft Revised IP Security Option*. Available: <https://tools.ietf.org/html/rfc1038>.

### Вклад авторов

Бачило В. В. описал различия протоколов IPv4 и IPv6, разработал макет, провел экспериментальные исследования.

Дравица В. И. обосновал использование протоколов IPv4 и IPv6, осуществил анализ полученных результатов.

Листопад Н. И. осуществил научное руководство и постановку задачи.

### Authors' contribution

Bachilo V. V. described the difference between IPv4 and IPv6 protocols, developed a layout, conducted experimental research.

Dravitsa V. I. carried out the rationale for the use of protocols IPv4 and IPv6, carried out an analysis of the results.

Listopad N. I. carried out scientific guidance and problem setting.

### Сведения об авторах

**Бачило В. В.**, магистрант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

**Дравица В. И.**, к.ф.-м.н., директор Государственного предприятия «Центр Систем Идентификации».

**Листопад Н. И.**, д.т.н., профессор, заведующий кафедрой 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 17 293-23-04  
E-mail: listopad@bsuir.by  
Листопад Николай Измаилович

### Information about the authors

**Bachilo V. V.**, Master's Student at the Information Radiotechnologies Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

**Dravitsa V. I.**, Cand. of Sci., Director of State Enterprise "Center of Identification Systems".

**Listopad N. I.**, Dr. of Sci., Professor, Head of the Information Radiotechnologies Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

### Address for correspondence

220103, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka St., 6  
Belarusian State University  
of Informatics and Radioelectronics  
Tel. +375 17 293-23-04  
E-mail: listopad@bsuir.by  
Listopad Nikolai Izmailovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-84-91>

*Оригинальная статья*  
*Original paper*

УДК 519.615.5

## ВЫЧИСЛЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ В УГЛОМЕРНО-РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНЫХ КОМПЛЕКСАХ ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ ЧИСЛЕННЫМИ ИТЕРАЦИОННЫМИ МЕТОДАМИ

А. А. ДМИТРЕНКО<sup>1</sup>, С. Ю. СЕДЫШЕВ<sup>2</sup>

<sup>1</sup>*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
(г. Минск, Республика Беларусь)*

<sup>2</sup>*«МилитСофт Солюшенс» (г. Минск, Республика Беларусь)*

*Поступила в редакцию 17.06.2022*

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022  
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

**Аннотация.** В статье представлены результаты анализа использования итерационных численных алгоритмов вычисления корней систем нелинейных уравнений (Левенберга-Марквардта, алгоритм Ньютона, модифицированный алгоритм Ньютона, последовательных итераций и градиентного спуска), описывающих процесс вычисления пространственных прямоугольных координат источников радиоизлучения в угломерно-разностно-дальномерных комплексах пассивной локации с различной конфигурацией (содержащих в своем составе от двух до четырех приемников). Исследования включали в себя определение оптимального числа приемных пунктов и выбор наиболее эффективного способа преобразования координат вектора наблюдаемых параметров (совокупность оценок разностей дальности и угловых координат излучающих радиосигналы объектов в привязке к пространственному расположению приемников системы) в вектор измеряемых параметров (пространственные прямоугольные координаты объекта наблюдения). Критериями для последующего сравнения результатов использования анализируемых алгоритмов были определены следующие характеристики: рабочая зона комплекса пассивной локации (часть пространства, в пределах которой отклонение оценок координат целей от их истинных значений не превышает максимально допустимых значений); средняя ошибка вычисления пространственных координат целей в рабочей зоне; число этапов вычисления координат источников радиоизлучения в исследуемой части пространства. Результаты сравнительного анализа полученных численных значений выбранных критериев позволили сделать выводы о том, что оптимальными являются реализация угломерно-разностно-дальномерных комплексов пассивной локации в составе четырех приемных пунктов и применение для вычисления пространственных координат источников радиоизлучения алгоритма Левенберга-Марквардта.

**Ключевые слова:** угломерно-разностно-дальномерный комплекс пассивной локации, прямоугольные пространственные координаты, численный метод решения системы нелинейных уравнений.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Для цитирования.** Дмитренко, А. А. Вычисление пространственных координат целей в угломерно-разностно-дальномерных комплексах пассивной локации численными итерационными методами / А. А. Дмитренко, С. Ю. Седышев // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 8. С. 84–91. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-84-91>.

## TARGETS SPATIAL COORDINATES CALCULATION IN ANGLE-DIFFERENCE-RANGEFINDER PASSIVE LOCATION COMPLEXES BY NUMERICAL ITERATIVE METHODS

ALES A. DMITRENKO<sup>1</sup>, SERGEY Y. SEDYSHEV<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

<sup>2</sup>“MilitSoft Solutions” (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 17.06.2022

**Abstract.** This paper presents the analysis results of the iterative numerical algorithms use for roots calculating of nonlinear equations systems (Levenberg-Marquardt, Newton’s algorithm, modified Newton’s algorithm, sequential iterations and gradient descent) describing the process of spatial rectangular coordinates calculating of radio emission sources in the angle-difference-rangefinder passive location complexes with different configurations (containing from 2 to 4 receivers). The main objectives of the work include determining optimal number of receiving points and choosing the most effective way to transform the coordinates of the observed parameters vector (a set of range differences and angular coordinates estimates of objects emitting radio signals in relation to the receiver spatial location of the system) into a measured parameters vector (spatial rectangular coordinates of the observation object). The criteria for further comparison of the using analyzed algorithms results were determined by the following characteristics: working area of the passive location complex (the part of the space within which the targets coordinates estimates deviation from their true values does not exceed the maximum allowable values); average error of calculating the target spatial coordinates in the working area; number of coordinate calculating stages of radio sources in the studied part of the space. The results of a comparative analysis of the obtained numerical values by the selected criteria allowed us to conclude that the optimal implementation is the implementation of the angle-difference-rangefinder passive location complexes consisting of four receiving points and the use of the Levenberg-Marquardt algorithm for calculating the spatial coordinates of radio emission sources.

**Keywords:** angle-difference-rangefinder passive location complex, rectangular spatial coordinates, numerical method for nonlinear equations system solving.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflict of interests.

**For citation.** Dmitrenko A. A., Sedyshev S. Y. (2022) Targets Spatial Coordinates Calculation in Angle-Difference-Rangefinder Passive Location Complexes by Numerical Iterative Methods. *Doklady BGUIR*. 20 (8), 84–91. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-84-91> (in Russian).

### Введение

В комплексах пассивной локации (КПЛ) координаты целей определяются путем обработки совокупности первичных измеряемых параметров: угловых направлений (азимут, угол места) или разностей дальности прохождения радиосигналов от цели до распределенных в пространстве приемных пунктов (ПП) системы. По сравнению с активной локацией необходимым условием является наличие на борту цели излучающих радиосигналы систем.

В зависимости от первоначально определенного набора исходных измеряемых параметров могут быть реализованы следующие типы комплексов пассивной локации:

- угломерный (при использовании только оценок угловых направлений на источники радиоизлучения (ИРИ));
- разностно-дальномерные (при использовании только оценок разностей дальности);
- угломерно-разностно-дальномерный (УРД) (при использовании оценок как угловых направлений на ИРИ, так и оценок разностей дальности между ИРИ и соответствующими парами приемных пунктов комплекса) [1].

Анализируемый в статье угломерно-разностно-дальномерный способ обладает, по сравнению с другими, следующими преимуществами [2–4]:

- а) высокая потенциальная точность определения пространственных координат ИРИ;
- б) направленная антенная система необходима только на одном приемном пункте (в сравнении с угломерным комплексом);
- в) отсутствие необходимости сложной системы координации обзора пространства системой направленных антенн (в сравнении с угломерным комплексом);

г) для оценки разностей времени запаздывания сигналов ИРИ базово-корреляционной обработки отсутствует необходимость в точной информации о параметрах и характеристиках обрабатываемых сигналов;

д) обеспечение наибольшей рабочей зоны [4].

Проведено математическое имитационное моделирование процесса вычисления прямоугольных пространственных координат ИРИ путем решения различными численными итерационными способами систем нелинейных уравнений, обеспечивающих преобразование вектора наблюдаемых параметров (совокупность оценок разностей дальности и угловых координат источников радиоизлучения) в вектор измеряемых параметров (пространственные прямоугольные координаты объекта наблюдения) с целью определения оптимального числа приемных пунктов УРД комплексов пассивной локации и выбора наиболее эффективного алгоритма координатных преобразований.

### Постановка задачи

В угломерно-разностно-дальномерных комплексах пассивной локации непосредственно оцениваются следующие параметры: угловые направления на ИРИ и разности времени запаздывания сигналов ИРИ относительно определенных пар ПП, которые далее пересчитываются в разности дальностей. Конечному потребителю представление координатной информации необходимо в декартовой прямоугольной системе координат. Поскольку эти системы координат связаны между собой нелинейно, для преобразования координатной информации из одной системы в другую надо составить и решить соответствующие системы нелинейных уравнений (СНУ). Изначально известными параметрами в СНУ являются координаты приемных пунктов комплекса, значения оценок угловых координат (азимута) и разности дальностей ИРИ относительно соответствующих пар ПП. Для формирования соответствующих СНУ нужно принять решение о числе приемных пунктов, из которых будет состоять комплекс пассивной локации, а также о конкретном наборе первичных измеряемых координатных параметров на этих ПП. При принятии решения необходимо учитывать следующие возможные ограничительные факторы:

- для снижения сложности и уменьшения конечной стоимости комплекса целесообразно включить в его состав минимально необходимое число приемных пунктов;
- в определенных условиях взаимного расположения ИРИ и ПП КПЛ (например, при входе цели в рабочую зону КПЛ) часть первичных оценок измеряемых параметров являются недоступными.

С учетом вышеуказанных ограничений рассмотрены три возможные ситуации.

1. Комплекс пассивной локации состоит из двух приемных пунктов. Первичными измеряемыми параметрами являются один азимут и одна разность дальностей. Выходная координатная информация представляет собой две прямоугольные координаты ИРИ ( $X, Y$ ). Система нелинейных уравнений в этом случае имеет вид:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2} - \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2} - \Delta r_{12} = 0; \\ \left( \operatorname{atan} \left( \frac{x - x_1}{y - y_1} \right) + \frac{\pi}{2} (2 - \operatorname{sign}(x - x_1) - \operatorname{sign}(x - x_1) \operatorname{sign}(y - y_1)) \right) - \beta_1 = 0. \end{cases} \quad (1)$$

2. Комплекс пассивной локации состоит из трех приемных пунктов. Первичными измеряемыми параметрами являются один азимут и две разности дальностей. Выходная координатная информация представляет собой три прямоугольные координаты ИРИ ( $X, Y, Z$ ). Система нелинейных уравнений в этом случае имеет вид:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} - \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 + (z_2 - z)^2} - \Delta r_{12} = 0; \\ \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} - \sqrt{(x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2 + (z_3 - z)^2} - \Delta r_{13} = 0; \\ \left( \operatorname{atan} \left( \frac{x - x_1}{y - y_1} \right) + \frac{\pi}{2} (2 - \operatorname{sign}(x - x_1) - \operatorname{sign}(x - x_1) \operatorname{sign}(y - y_1)) \right) - \beta_1 = 0. \end{cases} \quad (2)$$

3. Комплекс пассивной локации состоит из четырех приемных пунктов. Первичными измеряемыми параметрами являются один азимут и три разности дальностей. Выходная координатная информация представляет собой три прямоугольные координаты ИРИ ( $X, Y, Z$ ). Система нелинейных уравнений имеет вид:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2} - \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} - \Delta r_{01} = 0; \\ \sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2} - \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 + (z_2 - z)^2} - \Delta r_{02} = 0; \\ \sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2} - \sqrt{(x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2 + (z_3 - z)^2} - \Delta r_{03} = 0; \\ \left( \operatorname{atan} \left( \frac{x - x_0}{y - y_0} \right) + \frac{\pi}{2} (2 - \operatorname{sign}(x - x_0) - \operatorname{sign}(x - x_0) \operatorname{sign}(y - y_0)) \right) - \beta_0 = 0. \end{cases} \quad (3)$$

В формулах (1)–(3):  $x_i, y_i, z_i$  – координаты ПП КПЛ;  $x, y, z$  – вычисляемые координаты ИРИ;  $\Delta r_{i,j}$  – оценки разностей дальности ИРИ;  $\beta_i$  – оценки азимута ИРИ.

Для вычисления корней представленных в (1)–(3) СЗУ не существует достаточно эффективных способов общего характера. При решении данных систем пригодны только приближенные численные методы, которые путем последовательных итераций при определенных условиях позволяют приблизиться к истинным значениям пространственных координат ИРИ:  $\mathbf{X}_k = (x_k, y_k, z_k)$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, n$ . Если итерационный процесс сходится, то граничное значение является решением системы уравнений [5, 6].

Для решения сформированных систем нелинейных уравнений применяли следующие алгоритмы: Ньютона, модифицированный алгоритм Ньютона, градиентного спуска, последовательных итераций и Левенберга-Марквардта. Сравнительный анализ результатов их использования проводили на основании следующих критериев качества:

- рабочая зона КПЛ – область пространства, в пределах которой отклонение оценок координат целей от их истинных значений не превышает максимально допустимых значений;
- средняя ошибка вычисления пространственных координат в рабочей зоне КПЛ;
- число итераций вычисления координат ИРИ в анализируемой части пространства.

### Исходные условия проведения исследований

В случае наличия в составе КПЛ двух или трех ПП они располагались на удалении 20 км от начала системы координат при угловых смещениях  $120^\circ$  относительно друг друга. При анализе работы КПЛ, в состав которого входили четыре приемных пункта, еще один центральный ПП находился в начале системы координат. Зона исследования представляла собой область пространства, ограниченную следующими параметрами:  $400 \times 400$  км на плоскости при фиксированной высоте нахождения ИРИ 10 км. Внутри данной области плоскостные координаты ИРИ ( $X, Y$ ) выбирались дискретно с шагом 10 км.

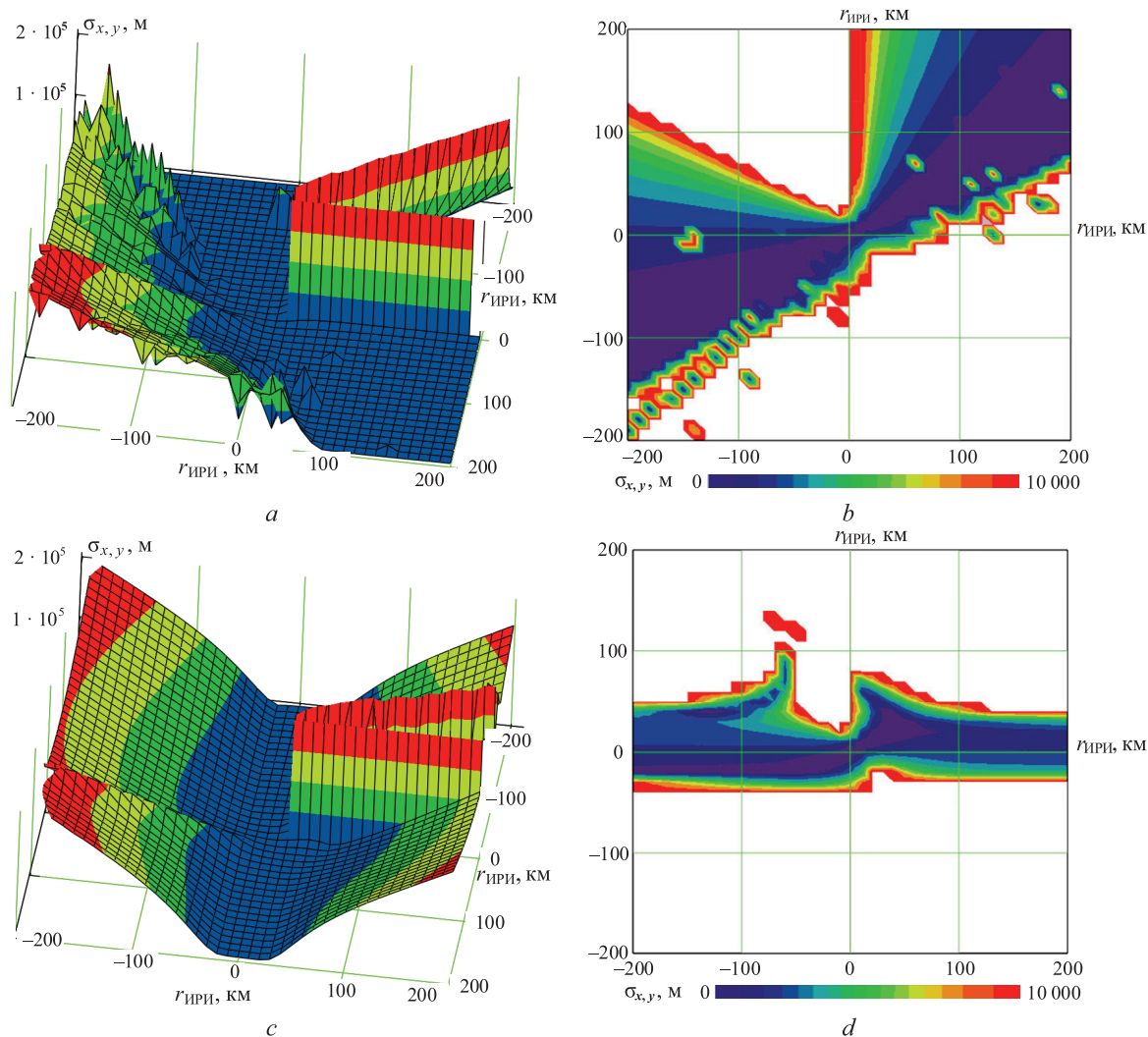
Для каждой из анализируемых точек пространственного расположения объекта наблюдения рассчитывали угловые координаты и разности дальностей (с учетом известных координат ПП КПЛ и ИРИ). После чего вычисляли пространственные координаты ИРИ путем расчета корней систем нелинейных уравнений каждым из анализируемых способов.

В состав рабочей зоны КПЛ включали лишь те точки анализируемой области пространства, в которых ошибки вычисления пространственных координат ИРИ не превышали 2 км. Далее производили оценку средней ошибки вычисления координат в точках, попавших в рабочую зону КПЛ. Для оценки вычислительной эффективности рассматриваемых алгоритмов фиксировали количество итераций расчета пространственных координат целей по всей области анализа.

### Результаты исследований и их обсуждение

Отсутствие возможности обращения матрицы Якоби по причине ее вырожденности сделало применение алгоритмов Ньютона (как обычного, так и модифицированного) невозможным. При использовании алгоритма простых итераций было обнаружено отсутствие сходимости итерационного процесса поиска решения СЗУ. По этим причинам в дальнейшем в рассмотрении оставили только градиентный алгоритм и алгоритм Левенберга-Марквардта.

Зависимости величины ошибок вычисления плоскостных координат  $X$ ,  $Y$  ИРИ от его пространственного расположения при наличии в составе КПЛ двух ПП приведены на рис. 1.



**Рис. 1.** Зависимость величины ошибок вычисления координат  $X$ ,  $Y$  источника радиоизлучения от его расположения в пространстве при включении в состав комплекса пассивной локации двух приемных пунктов:  $a$ ,  $b$  – метод градиентного спуска;  $c$ ,  $d$  – метод Левенберга-Марквардта  
**Fig. 1.** Dependence of radio source coordinates  $X$ ,  $Y$  error value on its space location when 2 receivers are included in passive radar:  $a$ ,  $b$  – gradient descent method;  $c$ ,  $d$  – Levenberg-Marquardt method

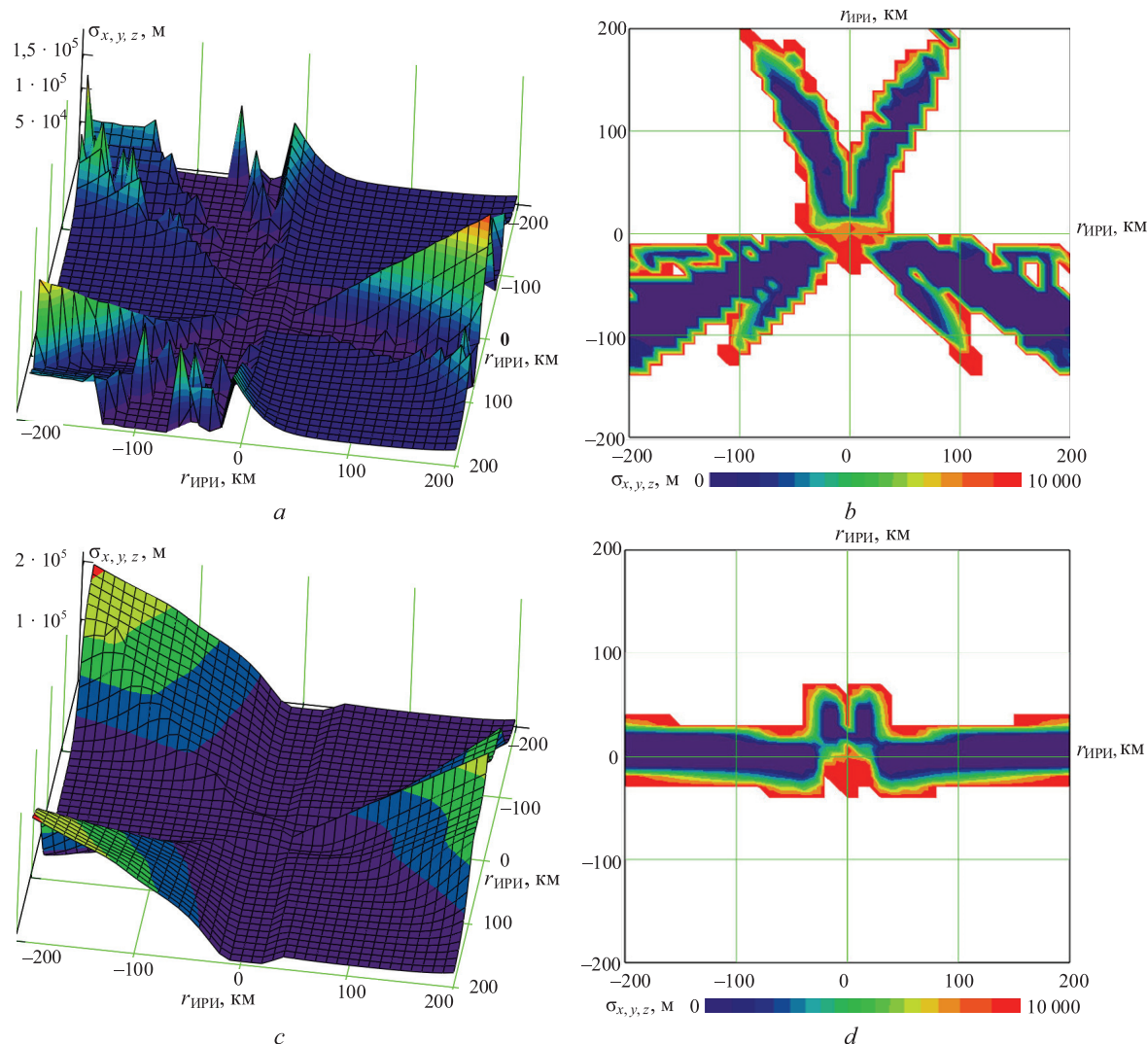
Размеры рабочей зоны, значение средней ошибки вычисления координат в рабочей зоне, а также число итераций при вычислении координат в анализируемой области пространства при наличии в составе КПЛ двух ПП и определении двух пространственных координат  $X$ ,  $Y$  ИРИ приведены в табл. 1.

**Таблица 1.** Показатели качества комплекса пассивной локации (вычисление двух координат  $X$ ,  $Y$  источника радиоизлучения, двух приемных пунктов в составе комплекса пассивной локации)  
**Table 1.** Passive radar quality indicators (calculation of 2 coordinates  $X$ ,  $Y$  of IRI, 2 receivers are included)

Критерий качества / Quality criterion	Метод градиентного спуска / Gradient descent algorithm	Метод Левенберга-Марквардта / Levenberg-Marquardt algorithm
Рабочая зона, % анализируемой зоны	25,8	7,5
Средняя ошибка вычисления координат в рабочей зоне, м	726	1095
Число итераций при вычислении координат в анализируемой зоне	$1,029 \cdot 10^7$	$1,588 \cdot 10^7$



Зависимости величины ошибок вычисления координат  $X, Y, Z$  ИРИ от его пространственного расположения при наличии в составе КПЛ трех ПП приведены на рис. 2.



**Рис. 2.** Зависимость величины ошибок вычисления координат  $X, Y, Z$  источника радиоизлучения от его расположения в пространстве при включении в состав комплекса пассивной локации трех приемных пунктов:  $a, b$  – метод градиентного спуска;  $c, d$  – метод Левенберга-Марквардта  
**Fig. 2.** Dependence of radio source coordinates  $X, Y, Z$  error value on its space location when 3 receivers are included in passive radar:  $a, b$  – gradient descent method;  $c, d$  – Levenberg-Marquardt method

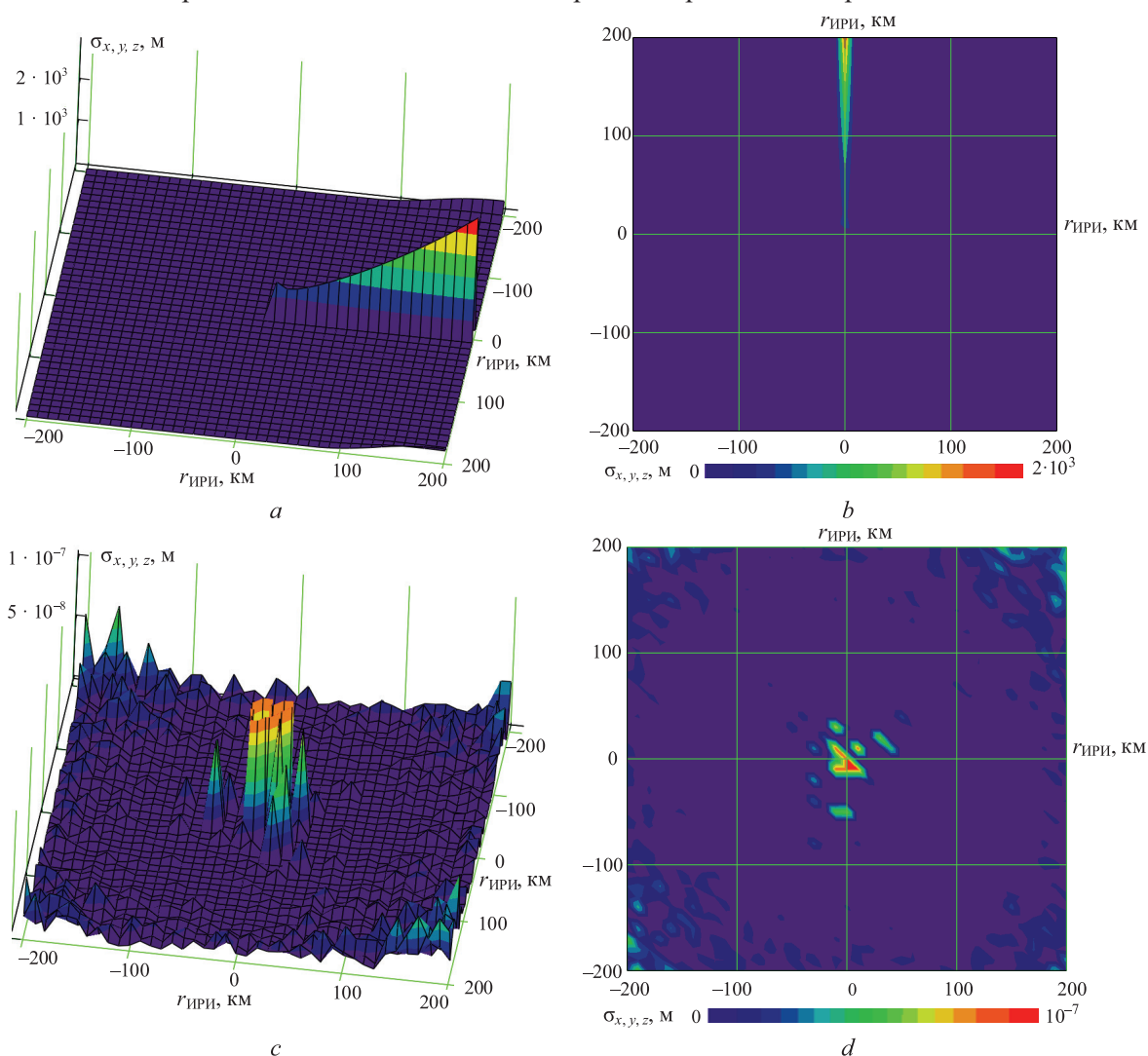
Размеры рабочей зоны, значение средней ошибки вычисления координат в рабочей зоне, а также число итераций при вычислении пространственных координат в анализируемой зоне при наличии в составе КПЛ трех ПП и определении трех пространственных координат  $X, Y, Z$  ИРИ приведены в табл. 2.

**Таблица 2.** Показатели качества комплекса пассивной локации (вычисление трех координат  $X, Y, Z$  источника радиоизлучения, трех приемных пунктов в составе комплекса пассивной локации)

**Table 2.** Passive radar quality indicators (calculation 3 coordinates  $X, Y, Z$  of IRI, 3 receivers are included)

Критерий качества / Quality criterion	Метод градиентного спуска / Gradient descent algorithm	Метод Левенберга-Марквардта / Levenberg-Marquardt algorithm
Рабочая зона, % анализируемой зоны	18,4	8,9
Средняя ошибка вычисления координат в рабочей зоне, м	340	221
Число итераций при вычислении координат в анализируемой зоне	$1,378 \cdot 10^7$	$1,328 \cdot 10^7$

Зависимости величины ошибок вычисления координат  $X, Y, Z$  ИРИ от его пространственного расположения при наличии в составе КПЛ четырех ПП приведены на рис. 3.



**Рис. 3.** Зависимость величины ошибок вычисления координат  $X, Y, Z$  источника радиоизлучения от его расположения в пространстве при включении в состав комплекса пассивной локации четырех приемных пунктов:  $a, b$  – метод градиентного спуска;  $c, d$  – метод Левенберга-Марквардта  
**Fig. 3.** Dependence of radio source coordinates  $X, Y, Z$  error value on its space location when 4 receivers are included in passive radar:  $a, b$  – gradient descent method;  $c, d$  – Levenberg-Marquardt method

Размеры рабочей зоны, величина средней ошибки вычисления координат в рабочей зоне, а также число итераций при вычислении координат в анализируемой области пространства при включении в состав КПЛ четырех ПП и определении трех пространственных координат  $X, Y, Z$  ИРИ приведены в табл. 3.

**Таблица 3.** Показатели качества комплекса пассивной локации (вычисление трех координат  $X, Y, Z$  источника радиоизлучения, четырех приемных пунктов в составе комплекса)

**Table 3.** Passive radar quality indicators (calculation of 3 coordinates  $X, Y, Z$  of IRI, 4 receivers are included)

Критерий качества / Quality criterion	Метод градиентного спуска / Gradient descent algorithm	Метод Левенберга-Марквардта / Levenberg-Marquardt algorithm
Рабочая зона, % анализируемой зоны	99,6	100
Средняя ошибка вычисления координат в рабочей зон, м	15	$3,559 \cdot 10^{-9}$
Число итераций при вычислении координат в анализируемой зоне	$3,621 \cdot 10^6$	$2,152 \cdot 10^4$

## Заключение

Согласно сравнительному анализу полученных характеристик и зависимостей, можно сделать следующие выводы. Методы Ньютона (в том числе модифицированный) и последовательных итераций оказались неприменимы во всех рассмотренных случаях. При наличии в составе комплексов пассивной локации двух и трех приемных пунктов размеры рабочей зоны не превысили 25,8 %, что нельзя назвать приемлемым результатом. В случае наличия в составе комплексов пассивной локации четырех приемных пунктов размеры рабочей зоны составили почти 100 % от анализируемой при использовании методов градиентного спуска и Левенберга-Марквардта. Причем второй метод оказался менее затратным в вычислительном плане (на два порядка), а также обеспечил более высокую точность (на девять порядков). Таким образом, оптимальным в рассмотренных условиях является включение в состав угломерно-разностно-дальномерных комплексов пассивной локации четырех приемных пунктов и использование для вычисления пространственных координат источников радиоизлучения метода Левенберга-Марквардта.

## Список литературы

1. Черняк, В. С. Многопозиционная радиолокация / В. С. Черняк. М.: Радио и связь, 1993.
2. Дмитренко, А. А. Межпозиционное пространственно-временное отождествление сигналов в многопозиционных базово-корреляционных комплексах пассивной локации / А. А. Дмитренко, С. Ю. Седышев // Доклады БГУИР. 2016. № 99. С. 85–91.
3. Охрименко, А. Е. Основы обработки и передачи информации / А. Е. Охрименко. Минск: МВИЗРУ ПВО, 1990.
4. Дмитренко, А. А. Результаты анализа зон действия пассивных разностно-дальномерных систем обнаружения источников радиоизлучения с минимизацией интервала обзора по разности хода / А. А. Дмитренко, С. Ю. Седышев // Доклады БГУИР. 2014. № 84. С. 67–73.
5. Мышенков, В. И. Численные методы / В. И. Мышенков, Е. В. Мышенков. М., 2001.
6. Nocedal, J. Numerical Optimization / J. Nocedal, S. J. Wright. New York: Springer, 1999.

## References

1. Chernyak V. S. (1993) *Multiposition Radiolocation*. Moscow, Radio i Svyaz' Publ. (in Russian).
2. Dmitrenko A. A., Sedyshev S. Y. (2016) Identification of Signals in Multi-Static Cross-Correlation Passive Radars. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. (99), 85–91 (in Russian).
3. Ohrimenko A. E. (1990) *Fundamentals of Information Processing and Transmission*. Minsk: MVIZRU PVO (in Russian).
4. Dmitrenko A. A., Sedyshev S. Y. (2014) Analysis of Operative Ranges of Passive Time Delay Estimation of Multi-Static Primary Surveillance Radar with Time Delay Sector Minimization. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. (84), 67–73 (in Russian).
5. Myshenkov V. I., Myshenkov E. V. (2001) *Numerical Methods*. Moscow (in Russian).
6. Nocedal J., Wright S. J. (1999) *Numerical Optimization*. New York, Springer.

## Вклад авторов / Authors' contribution

Авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи / Authors equally contributed to the writing of the article.

### Сведения об авторах

Дмитренко А. А., к.т.н., доцент, начальник кафедры РЭТ ВВС и войск ПВО Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Седышев С. Ю., к.т.н., доцент, начальник научного отдела ООО «МилитСофт Солошечен».

### Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,  
г. Минск, ул. П. Бровки, 6  
Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники  
Тел. +375 17 293-80-83  
E-mail: a.dmitrenko@bsuir.by  
Дмитренко Аlesia Александрович

### Information about the authors

Dmitrenko A. A., Cand. of Sci., Associate Professor, Head of Air Force and Air Defense Electronic Equipment Department of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Sedyshev S. Y., Cand. of Sci., Associate Professor, Head of the Scientific Department LLC "MilitSoft Solutions".

### Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka St., 6  
Belarusian State University  
of Informatics and Radioelectronics  
Tel. +375 17 293-80-83  
E-mail: a.dmitrenko@bsuir.by  
Dmitrenko Alesia Alexandrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-92-98>

Оригинальная статья  
Original paper

УДК 621.385.6

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ ГИРОГЕЛИТРОНЫ СО СКРЕЩЕННЫМИ ПОЛЯМИ

А. А. КУРАЕВ, В. В. МАТВЕЕНКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
(г. Минск Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 12.09.2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022  
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

**Аннотация.** В классических гиротронах частота генерации  $\omega \approx k\omega_n$ , где  $\omega_n = eB_0/m$  – циклотронная частота вращения электрона в однородном продольном магнитном поле с индукцией  $B_0$ ,  $e$  – заряд электрона,  $m$  – масса электрона,  $k = 1, 2, 3, \dots$  – номер рабочей гармоники циклотронной частоты. То есть перестройка частоты генерации  $\omega$  возможна только за счет изменения  $B_0$ . Такой путь не очень удобен: необходима дополнительная (управляющая) обмотка соленоида. Эта трудность может быть устранена в гиротронах со скрещенными полями – электрическим  $\vec{E}_0$  и магнитным  $\vec{B}_0$ , причем  $\vec{E}_0 \perp \vec{B}_0$ . В таких гиротронах возможна перестройка частоты за счет изменения  $E_0$ , которая может быть реализована, по крайней мере, в двух случаях: гиротрон на коаксиальном резонаторе с радиальным  $E_0$ ; четырехзеркальный гиротрон на бегущих Т-волнах с поперечным по отношению к  $\vec{B}_0$  и к направлению бегущих волн однородным  $\vec{E}_0$ . В первом типе гиротрона моновинтовой электронный поток имеет угловую частоту вращения  $\omega_s = \frac{1}{2}(\omega_n + \sqrt{\omega_n^2 + 4\omega_c^2})$ , где  $\omega_c = \sqrt{\frac{eV_0}{mr_0^2}}$ ,  $V_0 = \frac{\Delta V}{\ln \frac{b_1}{b_2}}$ ,  $\Delta V$  – разность потенциалов между внутренним (радиус  $b_1$ ) и внешним (радиус  $b_2$ )

проводниками коаксиала,  $r_0$  – радиус вращения пучка. Таким образом, частота генерации  $\omega \approx k\omega_n$  определяется как при помощи  $B_0$ , так и  $\Delta V$ . Причем при  $\Delta V = 0$  прибор становится классическим высокоорбитным гиротроном, при  $B_0 = 0$  – классическим гелитроном. Поэтому при  $B_0 \neq 0$  и  $\Delta V \neq 0$  его следует назвать гирогелитроном, частота генерации которого перестраивается электрическим способом – изменением  $\Delta V$ . В статье приведены схемы конструкций гирогелитрона и двухпучкового четырехзеркального гиротрона. В том и другом случаях указаны пьезоэлектрические устройства синхронной перестройки частоты резонатора, что делает приборы полностью электрически управляемыми. Для гирогелитрона получены следующие результаты. Поле резонатора –  $H_{211}$ , взаимодействие на второй гармонике  $\omega_s$ ; а) узкополосная перестройка 10 %: максимальный КПД = 55 %, минимальный КПД = 25 %;  $\beta_0 = v_0/c = 0,27$ ;  $q = v_{0\perp}/v_{\parallel} = 2$ ; б) широкополосная перестройка 58 %: максимальный КПД = 18 %, минимальный КПД = 14 %;  $\beta_0 = v_0/c = 0,2$ ;  $q = v_{0\perp}/v_{\parallel} = 2$ . Полученные для гирогелитрона результаты указывают на перспективность использования электрической перестройки частоты в коаксиальной гиро-ЛОВ и полосы усиления в гиро-ЛБВ, поскольку в этих приборах нет необходимости в пьезоэлектрической перестройке электродинамических структур.

**Ключевые слова:** гиротрон, электрическая перестройка частоты, пьезоэлектрическая перестройка резонатора, полоса перестройки, КПД, фазовая селекция электронов.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Кураев, А. А. Электрически перестраиваемые гирогелитроны со скрещенными полями / А. А. Кураев, В. В. Матвейенко // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 8. С. 92–98. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-92-98>.

## ELECTRICALLY TUNABLE GYROHELITRONS WITH CROSSED FIELDS

ALEXANDER A. KURAYEV, VLADIMIR V. MATVEYENKA

*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)*

*Submitted 12.09.2022*

**Abstract.** The generation frequency is  $\omega \approx k\omega_H$  in classical gyrotrons, where  $\omega_H = eB_0/m$  is the electron cyclotron rotation frequency in a uniform longitudinal magnetic field with induction  $B_0$ ,  $e$  is the electron charge,  $m$  is the electron mass,  $k = 1, 2, 3, \dots$  is the cyclotron frequency working harmonic number. Thus, the generation frequency  $\omega$  being tuned is possible only by changing  $B_0$ . This way is very inconvenient. It's necessary a solenoid additional (control) winding. That difficulty can be eliminated in gyrotrons with crossed fields - electric  $\vec{E}_0$  and magnetic  $\vec{B}_0$ , here  $\vec{E}_0 \perp \vec{B}_0$ . The frequency can be tuned by changing  $E_0$ . This possibility can be realized at least two ways: a gyrotron based on a coaxial resonator with radial field  $E_0$ ; a four-mirror gyrotron on traveling  $T$ -waves with transverse in respect the traveling wave direction to uniform crossed fields - electric  $\vec{E}_0$  and magnetic  $\vec{B}_0$ . The single-screw electron flow has a rotation frequency  $\omega_s = \frac{1}{2} \left( \omega_H + \sqrt{\omega_H^2 + 4\omega_c^2} \right)$ , for the first gyrotron type, where  $\omega_c = \sqrt{\frac{eV_0}{mr_0^2}}$ ,  $V_0 = \frac{\Delta V}{\ln \frac{b_1}{b_2}}$ ,  $\Delta V$  is the potential difference between the inner (radius  $b_1$ ) and outer (radius  $b_2$ ) coaxial

conductors,  $r_0$  is the electron flow rotation radius. Thus, the generation frequency  $\omega \approx k\omega_H$  is determined by both  $B_0$  and  $\Delta V$ . Moreover, at  $\Delta V = 0$  the device becomes a classical high-orbit gyrotron, at  $B_0 = 0$  a classical helitron. Therefore, at  $B_0 \neq 0$  и  $\Delta V \neq 0$  it should be called a gyrohelitron, the generation frequency of which is tuned electrically - by changing  $\Delta V$ . The article presents the design schemes of a gyrohelitron and a two-beam four-mirror gyrotron. In both cases, piezoelectric devices realize synchronous tuning of the frequency, just it allows the devices becoming fully electrically controllable. The following results were obtained for the gyrohelitron. Resonator field -  $H_{211}$ , interaction on the second harmonic  $\omega_s$ ; a) narrow-band tuning 10 %: maximum efficiency - 55 %, minimum efficiency - 25 %;  $\beta_0 = v_0/c = 0.27$ ;  $q = v_{0\perp}/v_{\parallel} = 2$ ; b) broadband tuning 58 %: maximum efficiency - 18 %, minimum efficiency - 14 %;  $\beta_0 = v_0/c = 0.2$ ;  $q = v_{0\perp}/v_{\parallel} = 2$ . The given results for the gyrohelitron indicate that it is promising to use electrical frequency tuning in a coaxial gyro-BWT and the amplification band in a gyro-TWT, since these devices do not require piezoelectric tuning of electrodynamic structures.

**Keywords:** gyrotron, electrical frequency being tuned, piezoelectric resonator being tuned, tuning band, efficiency, electron phase selection.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflict of interest.

**For citation.** Kurayev A. A., Matveyenka V. V. (2022) Electrically Tunable Gyrohelitrons with Crossed Fields. *Doklady BGUIR*. 20 (8), 92–98. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-8-92-98> (in Russian).

### Введение

К электронным приборам СВЧ с винтовыми электронными потоками относятся два вида: гелитрон [1–8] и гиротрон [9–13]. Они кардинально различаются по механизмам как формирования электронного потока (ЭП), так и процесса взаимодействия. В гелитроне ЭП формируется с использованием центробежно-электростатической фокусировки (ЦЭФ), при которой центробежная сила при вращении электрона компенсируется центростремительной силой радиального электростатического поля коаксиальной линии [14]. Ввиду разной радиальной зависимости этих сил, ЦЭФ абсолютно устойчива [8]. В гиротроне, в частности в коаксиальном моновинтовом, фокусировка осуществляется продольным магнитостатическим полем.

Поэтому угловая частота вращения электронов в гелитроне и гиротроне определяется разными полями:

– в гелитроне [8]  $\omega_c = \sqrt{\frac{eV_0}{r_0^2 m}}$  ;

– в гиротроне  $\omega_H = \frac{eB_0}{m}$ ,

где  $e$ ,  $m$  – заряд и масса электрона;  $V_0 = \Delta V / \ln b_1 / b_2$ ;  $\Delta V$  – разность потенциалов внутренней ( $r = b_1$ ) и внешней линий коаксиала ( $r = b_2$ );  $r_0$  – радиус вращения электрона;  $B_0$  – индукция продольного магнитостатического поля.

Из определения  $\omega_c$  и  $\omega_H$  непосредственно следует, что  $\omega_c$  изменяется (управляется) напряжением  $\Delta V$ , а  $\omega_H$  – индукцией магнитного поля  $B_0$ . Таким образом, перестройка частоты в гелитроне осуществляется напряжением  $\Delta V$ , в гиротроне – магнитным полем  $B_0$ . В этом первое преимущество гелитрона – безинерционная и бестоковая перестройка генерируемой частоты. Второе преимущество – отсутствие магнитной системы фокусировки. Но эти преимущества перекрывает существенный недостаток – ограничение предельно возможной частоты генерации. Он вытекает из принципиального физического ограничения  $V_0$ . Действительно, угловая скорость электрона  $v_\phi \approx \omega_c r_0 = \sqrt{\frac{eV_0}{m}} < c$ , где  $c$  – скорость света в пустоте, т. е.  $\frac{eV_0}{mc^2} < 1$ . Нужно учесть также, что неравенство следует усилить, поскольку  $v_\phi = \sqrt{v^2 - v_z^2} < v < c$ . В итоге  $V_0 < 5 \cdot 10^5$  В, и частотный диапазон гелитрона при  $r_0 \cong 1,57 \cdot 10^{-3}$  м ограничен ( $f_{\text{пред}} \sim 3 \cdot 10^9$  Гц). В гиротроне же – на три порядка больше [10, 11].

С другой стороны, в коаксиальном гиротроне также можно ввести  $\Delta V$ . Тогда частота вращения электрона  $\omega_s = \frac{1}{2}(\omega_H + \sqrt{\omega_H^2 + 4\omega_c^2})$ , т. е. за счет изменения  $\omega_c$  ( $\Delta V$ ) можно производить электрическую перестройку частоты генерации гиротрона со скрещенными полями – гирогелитрона в диапазоне примерно  $3 \cdot 10^9$  Гц. Исследованию эффективности гирогелитрона в приближении заданного поля посвящена данная статья.

### Схема конструкции гирогелитрона

На рис.1, а представлена схема конструкции гирогелитрона с фиксированной настройкой резонатора.

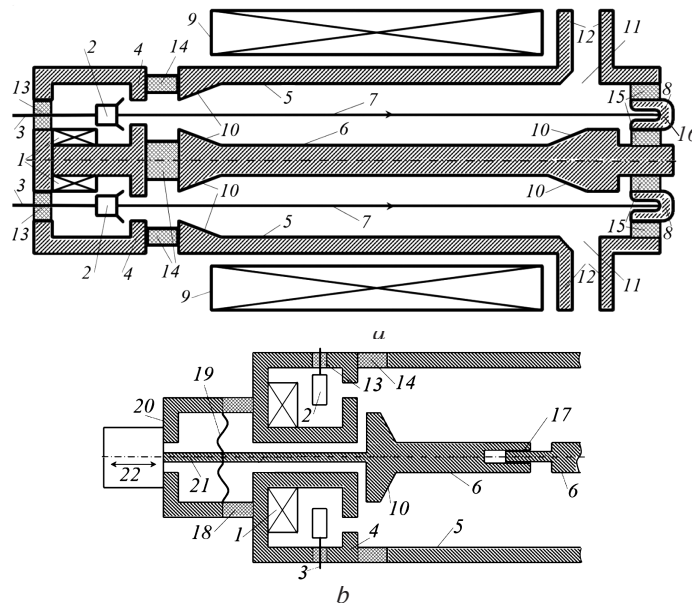


Рис. 1. Схема конструкции гирогелитрона: а – с фиксированной настройкой резонатора; б – управляющая часть с пьезоперестройкой резонатора

Fig. 1. Construction diagram of gyrohelitron: а – with a fixed resonator tuning; б – control part with a piezo resonator being tuned

Обозначения на рис. 1, *a*: 1 – обмотка электромагнита электронно-оптической системы (ЭОС); 2 – кольцевой термокатод; 3 – вывод катодного блока; 4 – анод, составляющий одновременно кольцевой зазор магнитной системы ЭОС, формирующей вращающийся моновинтовой электронный поток (электронная пушка Харриса); 5 – внешний цилиндр коаксиального резонатора радиусом  $b_2$ ; 6 – внутренний проводник резонатора радиусом  $b_1$ ; 7 – моновинтовой электронный поток радиусом  $r_0$ ; 8 – кольцевой коллектор; 9 – внешний соленоид, создающий в области взаимодействия продольное магнитное поле; 10 – конические скосы на внутреннем проводнике, образующие закритические области для волны  $H_{21}$  коаксиала; 11 – дифракционный вывод энергии через радиальную линию 12, 13, 14, 15 – вакуумно-плотные изоляторы; 16 – циркулярная водяная (или воздушная) система охлаждения коллектора. На рис. 1, *b* изображена управляющая часть конструкции гирогелитрона с пьезоперестройкой резонатора: 17 – телескопическое подвижное сочленение проводника резонатора, его положение должно соответствовать узлу азимутальной составляющей магнитного поля резонатора (в середине длины резонатора при нечетном продольном индексе  $l$  колебания  $H_{12l}$  резонатора); 18 – диэлектрический резонатор опорного стакана 20 пьезопакета; 19 – гибкая вакуумноплотная диафрагма, соединенная со штоком перемещения 21 крышки резонатора; 22 – пьезопакет (более подробно его конструкция описана далее).

### Математическая модель гирогелитрона

Безразмерные уравнения движения «крупных частиц», моделирующих электронный поток в поле  $H_{nil}$  коаксиального резонатора, имеют вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dP_{zi}}{dz} = \frac{1}{\beta_{zi}} \left( \frac{\gamma_i \beta_{\varphi i}^2}{r_i} - E_r - \beta_{\varphi i} B_z + \beta_{zi} B_\varphi - F_r^0 - \beta_{\varphi i} F \right); \\ \frac{dP_{\varphi i}}{dz} = \frac{1}{\beta_{zi}} \left( -\frac{\gamma_i \beta_{ri} \beta_{\varphi i}}{r_i} - \beta_{zi} B_r + \beta_{ri} B_z + \beta_{ri} F \right); \\ \frac{dP_{zi}}{dz} = \frac{1}{\beta_{zi}} (-\beta_{ri} B_\varphi + \beta_{\varphi i} B_r); \\ \frac{dr_i}{dz} = \frac{\beta_{ri}}{\beta_{zi}}, \quad \frac{d\theta_i}{dz} = \frac{1}{\beta_{zi}}, \quad \frac{d\theta_i}{dz} = \frac{1}{\beta_{zi}}, \end{array} \right. \quad (1)$$

где  $0 \leq z \leq d$ ;  $i$  – номер электрона (крупной частицы),  $i = \overline{1, N}$ ;  $\gamma_i = \frac{1}{\sqrt{1 - \beta_i^2}} = \sqrt{1 + P_{ri}^2 + P_{\varphi i}^2 + P_{zi}^2}$ ;

$\beta_i = v_i/c$ ;  $\beta_{ri} = v_{ri}/c$ ;  $\beta_{zi} = v_{zi}/c$ ;  $v_{z\varphi i} = v_{\varphi i}/c$ ;  $c$  – скорость света в пустоте;  $\theta_i = \omega t_i$ ;  $z = z'\omega/c = 2\pi z'/\lambda$ ;  $z'$  – размерная длина вдоль оси, м;  $r = r'\omega/c = 2\pi r'/\lambda$ ;  $r'$  – размерный радиус  $i$ -го электрона;  $\overline{P}_i = \gamma_i \beta_i$  – безразмерный импульс  $i$ -го электрона.

Начальные условия к системе (1) имеют вид:

$$\varphi_i(0) = 1/n(2\pi i/N); \theta_i(0) = 0; P_{ri}(0) = 0; P_{\varphi i}(0) = \gamma(0)\beta_{\varphi 0}; \gamma(0) = \left[ 1 - \beta_{\varphi 0}^2 \left( 1 + \frac{1}{q^2} \right) \right]^{-1/2}; \quad (2)$$

$$r_i(0) = \sqrt{\frac{DnS}{\gamma(0) - F}}; \beta_{\varphi i}(0) = \frac{r_0}{ns}; \beta_{ri}(0) = 0; \beta_{zi}(0) = \frac{\beta_{\varphi i}(0)}{q}; F_r^0 = \frac{D}{r_i(z)}, \quad (3)$$

где  $D = \frac{eV_0}{m_0 c^2}$ ;  $F = \frac{eB_0}{m_0 \omega}$ ;  $m_0$  – масса покоя электрона;  $\omega$  – рабочая частота генератора.

Безразмерные составляющие синхронной компоненты поля  $H_{nil}$  моды с круговой поляризацией запишутся в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} E_r = A_0 n/r_i F_{n1} \cos(n\varphi_i - \theta_i) \sin(\pi lz/d) / 2, \quad E_\varphi = -A_0 \mathcal{F}_{n1} \sin(n\varphi_i - \theta_i) \sin(\pi lz/d) / 2; \\ B_r = -A_0 \mathcal{F}_{n1} \cos(n\varphi_i - \theta_i) \cos(\pi lz/d) / 2, \quad B_\varphi = A_0 \pi l/d \cdot n/r_i F_{n1} \sin(n\varphi_i - \theta_i) \cos(\pi lz/d) / 2; \\ B_z = -A_0 (1 - (\pi l/d)^2) F_{n1} \cos(n\varphi_i - \theta_i) \sin(\pi lz/d) / 2, \end{array} \right. \quad (4)$$

где  $F_{n1} = J_n(\alpha_{n1}r_i/b_1)/J'_n(\alpha_{n1}) - N_n(\alpha_{n1}r_i/b_1)/N'_n(\alpha_{n1})$ ;  $\alpha_{n1}$  – корень уравнения;  $N_n(x)$  – функция Бесселя 2-го рода  $n$ -го порядка;  $\mathcal{F}_{n1} = \alpha_{n1}/b_1[J'_n(\alpha_{n1}r_i/b_1)/J'_n(\alpha_{n1}) - N'_n(\alpha_{n1}r_i/b_1)/N'_n(\alpha_{n1})]$ ;  $J'_n(\alpha_{n1})/N'_n(\alpha_{n1}) = J'_n(\alpha_{n1})/N'_n(\alpha_{n1})$ ;  $\alpha = b_2/b_1$ ,  $J_n(x)$  – функция Бесселя 1-го рода  $n$ -го порядка;  $J'_n(x) = dJ_n(x)/dx$ ;  $N'_n(x) = dN_n(x)/dx$ ;  $A_0 = eE_{\text{фmax}}/(m_0c\omega\mathcal{F}_{n1\text{max}})$ ;  $b_1 = 2\pi b'_1/\lambda$ ;  $b_2 = 2\pi b'_2/\lambda$ ;  $d = 2\pi d'/\lambda$ ; штриховые величины – размерные, м.

Оптимизацию гелитрона проводили по КПД, который определяли по формуле

$$\eta(z) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{\gamma_0 - \gamma_i(d)}{\gamma_0 - 1}. \quad (5)$$

### Результаты расчета гирогелитрона

Расчеты гирогелитрона проводили для конструкции, приведенной на рис. 1, а, с фиксированной настройкой коаксиального резонатора на частоту  $\omega$  колебания  $H_{211}$ . Диапазон возможной электрической перестройки в эквивалентной конструкции (рис. 1, б) с пьезоперестройкой резонатора определяли по «замещению» магнитного поля  $F$  электрическим полем  $D$  при сохранении  $\omega_n = \omega F/\gamma_0$ ,  $\omega_c = \omega\sqrt{D}/r\sqrt{\gamma_0}$ .

1. Варианты с узкой перестройкой ( $\beta_{\text{ф0}} = 0,27$ ,  $q = 2$ ,  $r_0 = 0,5616$ ,  $b_1 = 0,3$ ,  $\alpha = 17$ ,  $S = 1,04$ ,  $d = 10\pi$ ):
  - а) гиротрон –  $D = 0$ :  $F = 0,52$ ,  $A = 0,0026$ ,  $\eta = 0,25$ ;
  - б) гирогелитрон –  $D = 0,052$ :  $F = 0,47$ ,  $A = 0,008$ ,  $\eta = 0,55$ .

Возможный диапазон перестройки для конструкции гирогелитрона по соотношению значений  $F$  составлял 10 %. Причины резкого повышения КПД гирогелитрона по сравнению с той же конструкцией гиротрона заключаются в том, что в гирогелитроне в дополнение к процессу обычной фазовой группировки осуществляется режим фазовой селекции электронов, осаждаемых на внутренний проводник. Такой режим существует и в гиротроне, но там он менее эффективен. Заметим: эффект фазовой селекции в гелитроне подробно исследовался В. И. Пермяковым в 1965 году.

2. Варианты с широкой перестройкой и слаборелятивистским электронным потоком ( $\beta_{\text{ф0}} = 0,2$ ,  $q = 2$ ,  $r_0 = 0,4$ ,  $b_1 = 0,33$ ,  $\alpha = 24$ ,  $S = 1$ ,  $d = 10\pi$ ):
  - а) гиротрон –  $D = 0$ :  $F = 0,5$ ,  $A = 0,0026$ ,  $\eta = 0,14$ ;
  - б) гирогелитрон –  $D = 0,0242$ :  $F = 0,21$ ,  $A = 0,0073$ ,  $\eta = 0,18$ .

Возможный диапазон перестройки в этом случае составляет 58 %.

На рис. 2 приведены графики проекции движения электронов в плоскости  $rz$  для гирогелитрона. Они отчетливо иллюстрируют процесс фазовой селекции электронов, попадающих на внутренний стержень с  $b_1 = 0,33$ . Эта селекция приводит к положительному эффекту в отношении КПД: замедленные электроны, отдавшие энергию электромагнитному полю, оседают на внутреннем стержне резонатора и уже не участвуют в дальнейшем взаимодействии с полем, которое привело бы их к ускорению.

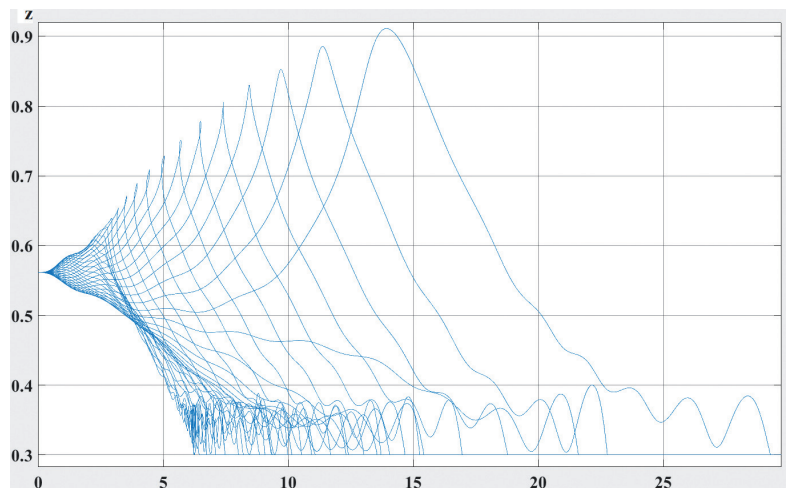


Рис. 2. Движение электронов в плоскости  $rz$  для гирогелитрона  
Fig. 2. Electron motion plot in the  $rz$  plane for a girehelitron



### Заключение

1. В коаксиальных гиро-ЛОВ и гиро-ЛБВ со скрещенными  $E_0$  и  $B_0$  полями возможна электрическая перестройка частоты при одновременной электрической пьезоперестройке частоты резонатора в полосе 10–20 %.
2. Возможно значительное понижение требуемой индукции магнитного поля в гирогелитроне (до пяти раз).
3. Существенную роль в повышении КПД гирогелитрона (до 55 % на второй гармонике циклотронной частоты) играет фазовая селекция электронов.
4. Следует указать на перспективность использования скрещенных полей в электрически перестраиваемых коаксиальных гиро-ЛОВ и гиро-ЛБВ (перестраиваемая полоса усиления), в которых нет необходимости пьезоперестройки каких-либо структур.

### Список литературы

1. Чернов, З. С. Методы фокусировки электронов в современных приборах СВЧ / З. С. Чернов // Радиотехника и электроника. 1958. Т. 3, № 10. С. 1227–1235.
2. Watkins, D. A. The Helitron Oscillator / D. A. Watkins, G. Wada // Proceedings of the IRE. 1958. Vol. 46, No 10. P. 1700–1712.
3. Pantell, R. H. Small-Signal Analysis of the Helitron Oscillator / R. H. Pantell // IRE Trans. 1960. ED-7, No 1. P. 20–34.
4. Nunn, W. M. Some Characteristics of Certain Electrostatically-Focused Devices / W. M. Nunn, J. E. Rowe // Proceedings of the IRE. 1962. Vol. 50, No 1. P. 110–121.
5. Wada, G. Design, Theory and Characteristics of the Helitron – a New Type of Microwave Oscillator / G. Wada, R. H. Pantell // I.R.E. Wescon Convent. Rec. 1959. Vol. 3, No 3. P. 92–118.
6. Lindsay, P. A. Some General Properties of E-type Devices / P. A. Lindsay, J. Caunter // Mikrowellen, Vortrage der Internationalen Tagung. 1960. Vol. 1. P. 224–241.
7. Кураев, А. А. Стартовые условия в генераторах E-типа / А. А. Кураев, Б. Н. Романов, В. Н. Шевчик // Радиотехника и электроника. 1964. Т. 9, № 6. С. 983–993.
8. Кураев, А. А. Сверхвысокочастотные приборы с периодическими электронными потоками / А. А. Кураев. Минск: Наука и техника, 1971, 312 с.
9. Прибор для генерации электромагнитных колебаний в сантиметровом, миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн: а. с. СССР № 223931 / А. В. Гапонов, А. Л. Гольденберг, М. И. Петелин, В. К. Юлпатов. Оpubл. 24.03.1967.
10. Запевалов, В. Е. Гиротрон: пределы роста выходной мощности и КПД / В. Е. Запевалов // Известия вузов. Радиофизика. 2006. Т. 49, № 10. С. 864–871.
11. Запевалов, В. Е. Терагерцовые гиротроны / В. Е. Запевалов, М. Ю. Глявин // Сборник «Генерация и усиление сигналов терагерцового диапазона». Саратов: изд. СГГУ, 2016. 460 с.
12. Кураев, А. А. Теория и оптимизация электронных приборов СВЧ / А. А. Кураев. Минск: Наука и техника, 1979, 334 с.
13. Harriet, S. B. Construction of a Large-Orbit Second-Harmonic TE<sub>21</sub> Gyro-TWT Amplifier / S. B. Harriet, D. V. McDermott, N. C. Luhmann // Proceeding of IVEC–2005. P. 293–296.
14. Кураев, А. А. Электродинамика и распространение радиоволн / А. А. Кураев, Т. Л. Попкова, А. К. Синицын. М.: Инфра-М, 2016. 424 с.

### References

1. Chernov Z. S. (1958) Electron Focusing Methods in Modern Microwave Devices. *Radio Engineering and Electronics*. 3 (10), 1227–1235 (in Russian).
2. Watkins D. A., Wada G. (1958) The Helitron Oscillator. *Proceedings of the IRE*. 46 (10), 1700–1712.
3. Pantell R. H. (1960) Small-Signal Analysis of the Helitron Oscillator. *IRE Trans*. ED-7 (1), 20–34.
4. Nunn W. M., Rowe J. E. (1962) Some Characteristics of Certain Electrostatically-Focused Devices. *Proceedings of the IRE*. 50 (1), 110–121.
5. Wada G., Pantell R. H. (1959) Design, Theory and Characteristics of the Helitron – a New Type of Microwave Oscillator. *I.R.E Wescon Convent. Rec*. 3 (3), 92–118.
6. Lindsay P. A., Caunter J. (1960) Some General Properties of E-Type Devices. *Mikrowellen, Vortrage der Internationalen Tagung*. 1, 224–241.
7. Kurayev A. A., Romanov B. N., Shevchik V. N. (1964) Starting Conditions in E-Type Generators. *Radio Engineering and Electronics*. 9 (6), 983–993 (in Russian).

8. Kurayev A. A. (1971) *Microwave Devices with Periodic Electronic Flows*. Minsk, Science and Technology Publ. 312 (in Russian).
9. Gaponov A. V., Goldenberg A. L., Petelin M. I., Yulpatov V. K. A Device for Generating Electromagnetic Oscillations in the Centimeter, Millimeter and Submillimeter Wavelength Ranges. A. S. USSR No 223931. Publ. 24.03.1967 (in Russian).
10. Zapevalov V. E. (2006) Gyrotron: Limits of Output Power Growth and Efficiency. *News Universities. Radiophysics*. 49 (10), 864–871 (in Russian).
11. Zapevalov V. E., Glyavin M. Yu. (2016) Terahertz Gyrotrons. Compilation “Generation and Amplification of Signals in the Terahertz Range”. Saratov, SGGU Publ. 460 (in Russian).
12. Kurayev A. A. (1979) *Theory and Optimization of Microwave Electronic Devices*. Minsk: Science and Technology Publ. 334 (in Russian).
13. Harriet S. B., McDermott D. B., Luhmann N. C. (2005) Construction of a Large-Orbit Second-Harmonic TE<sub>21</sub> Gyro-TWT Amplifier. *Proceeding of IVEC–2005*. 293–296.
14. Kurayev A. A., Popkova T. L., Sinitsyn A. K. (2016) *Electrodynamics and Propagation of Radio Waves*. Moscow, Infra-M Publ. 424 (in Russian).

### Вклад авторов

Авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.

### Authors' contribution

The authors equally contributed to the writing of the article.

### Сведения об авторах

**Кураев А. А.**, д.ф.-м.н., профессор, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

**Матвеенко В. В.**, к.ф.-м.н., доцент, доцент кафедры вычислительных методов и программирования 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 17 293-89-56  
E-mail: kurayev@bsuir.by  
Кураев Александр Александрович

### Information about the authors

**Kurayev A. A.**, Dr. of Sci. (Phys. and Math.), Professor, Professor at the Information Radiotechnologies Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

**Matveyenka V. V.**, Cand. of Sci., Assistant Professor, Assistant Professor at the Computational Methods and Programming Department of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

### Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka St., 6  
Belarusian State University  
of Informatics and Radioelectronics  
Tel. +375 17 293-89-56  
E-mail: kurayev@bsuir.by  
Kurayev Alexander Alexandrovich

## ПОЗДРАВЛЕНИЕ ПРОФЕССОРУ КУРАЕВУ АЛЕКСАНДРУ АЛЕКСАНДРОВИЧУ

*11 декабря 2022 года исполнилось 85 лет  
Заслуженному деятелю науки  
Республики Беларусь,  
доктору физико-математических наук,  
профессору, Почетному профессору  
Белорусского государственного университета  
информатики и радиоэлектроники  
Александру Александровичу КУРАЕВУ.  
Коллеги искренне поздравляют  
Александра Александровича и выражают ему  
глубокое уважение и признательность за вклад в  
развитие и становление научного направления  
«Антенн и устройств сверхвысоких частот».*



Александр Александрович родился 11 декабря 1937 года в городе Саратове. В 1945-м поступил в среднюю школу, которую окончил в 1955 году с золотой медалью, в 1960-м – с отличием окончил физический факультет Саратовского государственного университета (СГУ) по специальности «Радиоэлектроника» с присвоением квалификации «Физик-исследователь», в этом же году поступил в аспирантуру СГУ. В 1962-м перешел на должность старшего инженера НИИ механики и физики при университете. В 1965 году защитил кандидатскую диссертацию (спецтема) и начал работать исполняющим обязанности доцента кафедры электрорадиотехники СГУ.

В сентябре 1966 года в связи с избранием по конкурсу в Минском радиотехническом институте переехал в Минск и стал работать в должности доцента кафедры теоретических основ электротехники (1966–1967), кафедры электронных, ионных и полупроводниковых приборов (1967–1970), кафедры антенн и устройств сверхвысоких частот (1970–1981). С 1981 по 1992 год – заведующий кафедрой вычислительных методов и программирования, с 1992-го – заведующий кафедрой антенн и устройств сверхвысоких частот. Подготовил и читал следующие курсы для студентов, магистрантов и аспирантов: «Основы теории электрических цепей», «Электронные, ионные и полупроводниковые приборы», «Электронные и квантовые приборы СВЧ», «Вычислительная техника в инженерных и экономических расчетах», «Вариационные методы и основы теории оптимального управления», «Электродинамика и распространение радиоволн», «Электромагнитные поля и волны», «Специальные главы высшей математики», «Основы современных информационных технологий», «Методы моделирования и оптимизации», «Теория и практика научных исследований».

В мае 1980 года в Институте радиотехники и электроники АН СССР защитил докторскую диссертацию, в 1982-м ВАК при Совмине СССР присвоил ему звание профессора кафедры антенн и устройств СВЧ. В 1999 году Указом Президента Республики Беларусь за успехи в научных исследованиях А. А. Кураеву присвоено почетное звание «Заслуженный деятель науки Республики Беларусь».

Первая научная работа А. А. Кураева, опубликованная в 1961 году, была основана на материалах его дипломного проекта и посвящена общей теории лампы бегущей волны с дискретным взаимодействием. Заложенные в ней идеи успешно используются и в наше время при анализе и оптимизации лампы бегущей волны на цепочке связанных резонаторов и субмиллиметровых ламп бегущей волны на изогнутых волноводах. После приезда в 1966-м в Минск Александр Александр-

рович организовал и возглавил в Минском радиотехническом институте группу специалистов, активно развивающих новые направления – теоретическое исследование, математическое моделирование и оптимизацию линейных и нелинейных электромагнитных процессов, программную реализацию и приложение к задачам электроники и электродинамики.

Основными достижениями Кураева являются разработка строгой теории возбуждения произвольно-нерегулярных полых, коаксиальных, спиральных волноводов; создание нелинейной теории гирорезонансного взаимодействия мощных электронных потоков с электромагнитными полями произвольно-нерегулярных электродинамических систем с учетом квазистатических и динамических сил пространственного заряда пучка и неоднородности направляющего магнитного поля; разработка вариационно-итерационного метода решения задач оптимального управления нелинейными динамическими процессами – АУС-метода (аппроксимация управления в классе допустимых по физическим условиям функций и использование сопряженных по Гамильтону переменных для аналитического определения градиента целевой функции).

В последние годы эффективность АУС-метода существенно повышена за счет использования атомарных функций, локальность и аппроксимирующие свойства которых в наибольшей степени отвечают смыслу этого метода (работы совместно с В. Ф. Кравченко). На основе развитых и обоснованных теорий, а также АУС-метода созданы циклы вычислительных экспериментов, с применением которых найдены и исследованы оптимальные по заданному критерию качества варианты ряда приборов СВЧ: гиротронов, гироклистронов, гиро-ЛБВ, ЛБВ, клистронов, пениотронов и др. Для всех вариантов характерны неординарные типы распределения статических полей и профили электродинамических систем.

На основе проведенного А. А. Кураевым и его сотрудниками вычислительного эксперимента впервые были предсказаны и исследованы эффекты нелинейного излучения предварительно прямолинейного электронного потока в интерферирующих вращающихся электромагнитных полях Е- и Н-типов в условиях нормального эффекта Доплера (1973–1990); бистабильность излучения Вавилова-Черенкова в нелинейных средах (1986); «дефект» энергии при черенковском взаимодействии электронных потоков с электромагнитной волной, который компенсируется на коллекторе за счет ускорения электронного сгустка силами электростатического изображения (1991); эффект О-типа поперечно промодулированных электронных потоков в продольно неоднородных магнитостатических полях (1982).

Исследование впервые обнаруженных Александром Александровичем эффектов и механизмов излучения позволило предложить новые эффективные типы приборов СВЧ: гирокон с продольным магнитным полем, гиротон (прибор с круговой разверткой релятивистского пучка и гирорезонансным отбирателем), гиротон бегущей волны на связанных  $E_{11}$  и  $H_{11}$  волнах, ЛБВ-0 со спирализированным электронным потоком и оптимально профилированным управляющим магнитным полем, гиротрон с многозеркальным резонатором бегущей волны, гиротрон с магнитным зеркалом, гироклистрон с резонатором на второй гармонике рабочей частоты в группирователе, клистрон с поперечной модуляцией. На конструкции этих приборов и некоторые типы резонаторов получены авторские свидетельства.

А. А. Кураевым на основе понятия изоморфизма сформулированы уравнения волновой теории пространства-времени. Определены энергии пространства и времени, закон сохранения для них. Показано, что волны де Бройля идентичны волнам пространства-времени, из чего следует, что все элементарные частицы – это пакеты волн пространства-времени. «Темная материя» является хаотичным ансамблем волн пространства-времени с различными энергиями, частотами, амплитудами, поляризациями и волновыми векторами. Элементарные частицы образуются из «темной материи» за счет индукции и самоиндукции. Теория волн пространства-времени объясняет наблюдавшиеся явления обратного хода времени, инверсии причинно-следственных связей в опытах по генерации и приему сверхкоротких лазерных импульсов. Эта теория также объясняет сущность явления гравитации. Недавно открытые волны гравитации (т. е. волны кривизны пространства) – пространственные составляющие волн пространства-времени, что подтверждает их существование.

Под руководством Александра Александровича Кураева защищено 5 докторских и 16 кандидатских диссертаций. Им опубликовано 16 монографий и более 300 статей, он соавтор 12 патентов.